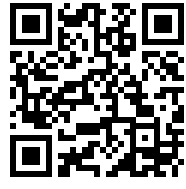
This is a reproduction of a library book that was digitized by Google as part of an ongoing effort to preserve the information in books and make it universally accessible.

Google™ books

https://books.google.com



A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

+ *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.

+ *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.

+ *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.

+ *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse `http://books.google.com`

THE LIBRARY
OF THE

CLASS En 620.5
BOOK On2

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Digitized by Google

Digitized by Google

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE

PUBLIÉE PAR

LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

1930

9e ANNÉE

ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR
40, RUE DE SEINE
PARIS

Digitized by Google

UNIVERSITY OF
MINNESOTA
LIBRARY

Digitized by Google

I, Onde Électrique
1930.

TABLE DES MATIÈRES
DES ANALYSES DU TOME IX

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	GENERALITES — HISTORIQUE — OUVRAGES GÉNÉRAUX REVUES PERIODIQUES
1	L'Institut Henri-Hertz pour l'étude des oscillations. — WAGNER (K. W.), septembre 1930, p. 41.
2	Progrès des communications électriques en 1929. — WAGNER (K. H.), novembre 1930, p. 54.
3	La radiotechnique et l'acoustique. — TEUCKE (K.), novembre 1930, p. 56.
4	Analogie entre les ondes électromagnétiques et les ondes à la surface de l'eau. — HECK (L.), novembre 1930, p. 51.
5	Radio expérimentale. — RAMSEY (R.-R.), février 1930, p. 16.
6	Les théorèmes de réciprocité en radiotélégraphie. — CARSON (J.-R.), février 1930, p. 9.
7	La réciprocité dans les systèmes électriques, mécaniques, acoustiques et mixtes. — BALLANTINE (S.), février 1930, p. 9.
8	Théorème du générateur équivalent. — LANDON (V.-D.), septembre 1930, p. 41.
9	Le « couplage en fréquences ». — HOLLMANN, mai 1930, p. 25.
10	Fondements d'une théorie générale de quadripôles. — STRECKER (F.) et FELDTKELLER (R.), février 1930, p. 9.
11	Possibilités de transmission des idées dans une bande limitée de fréquences. — TERMAN (F.-E.), octobre 1930, p. 48.
12	Les communications par rayonnement hertzien et infra-rouge. — SCHROTER (F.), mai 1930, p. 32.
13	Emetteurs et récepteurs pratiques pour ondes très courtes. — SMITH-ROSE (R.-L.) et Mac PETRIE (J.-S.), février 1930, p. 12.
14	Recherches sur ondes ultra-courtes. — HEINECK (H.), février 1930, p. 12.
15	Nouveaux résultats dans le domaine des ondes ultra-courtes. — HAHNEMANN (W.), mai 1930, p. 25.
16	Ondes entretenues ultra-courtes, KOHL (K.). — Les ondes ultra-courtes en aéronautique. — FASSBENDER (A.). — Importance des ondes très courtes en radiocommunications. — HAHNEMAN. — Discussion, WAGNER, ESAU, ZCHLIEPHAKE, MEISSNER, etc., août 1930, p. 33.
17	Télégraphie et téléphonie sur ondes de $0^m,50$. — UDA (S.), octobre 1930, p. 48.
18	Sur la théorie de l'analyse harmonique au moyen d'une fréquence variable. — SALINGER, août 1930, p. 34.
	MESURES
	Généralités. Oscillographes.
19	La mise sous écran des dispositifs des mesures en haute fréquence — FERGUSON (J.-G.), janvier 1930, p. 1.

527326

Digitized by Google

N°s de référence	TITRES DES ANALYSES
20	Un tube de Braun à photographie directe. — Von Ardenne (M.), mai 1930, p. 26.
21	Oscillographe cathodique transportable à développement synchronisé. — Demontvignier, Touly, septembre 1930, p. 42.
22	Déviations synchronisées proportionnelles au temps pour les tubes de Braun. — Hudec (E.), novembre 1930, p. 53.
	Mesures des longueurs d'ondes et des fréquences, ondemètres fils de Lécher, multivibrateur, quartz, etc.
23	Normalisation de la fréquence. — Clapp (J.K.) et Crawford, novembre 1930, p. 51.
24	L'établissement de l'étalon de fréquence japonais. — Namba (Y.), novembre 1930, p. 51.
25	Mesures de fréquences. — Seikich Jimbo, novembre 1930, p. 51.
26	Inductances de grande stabilité. — Griffiths (W.-H.-F.), septembre 1930, p. 41.
27	Méthode directe pour mesurer les très faibles amortissements des quartz résonnateurs. — Chaikin (S.), mai 1930, p. 25.
28	Un oscillateur piézo-électrique portatif à température constante. — Heaton (W.-E.) et Brattain (W.-H.), novembre 1930, p. 52.
29	Méthode et appareils utilisés pour l'essai des piézo-oscillateurs destinés aux stations de radiodiffusion. — Hall (E.-L.), novembre 1930, p. 52.
30	Un sonomètre électromagnétique pour la mesure des fréquences audibles. — Owen Harris (J.-H.), janvier 1930, p. 1.
	Mesures des intensités, tensions et amplifications ; voltmètres, amplificateurs.
31	Essais précis des amplificateurs B. F. lors de leur construction. — Thiessen (A.-E.), septembre 1930, p. 44.
	Mesures des capacités et constantes diélectriques.
32	Mesure des capacités internes des tubes à vide. — Longhren (A.-V.) et Parker (H.), septembre 1930, p. 41.
	Profondeur de modulation.
33	Mesure de la profondeur de modulation d'un émetteur radiotéléphonique par un appareil à lecture directe. — Buge (M.), février 1930, p. 9.
34	Mesure de la profondeur de modulation et de la caractéristique de détection au moyen du tube de Braun. — Von Ardenne (M.), mai 1930, p. 26.
	Mesures de résistances (conducteurs, diélectriques, bobines, antennes, etc.)
35	Méthode de mesure de la résistance à haute fréquence d'un circuit oscillant. — Iinuma (Hajime), septembre 1930, p. 42.
36	Sur l'échauffement des diélectriques solides et liquides dans les champs alternatifs à très haute fréquence. — Esau (A.) et Busse (E.), mai 1930, p. 25.

Digitized by Google

Nos de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Mesures de rayonnement ou de champ.
37	Appareil transportable pour la mesure du champ électrique en très haute fréquence. — Hollingworth (J.), Naismith (R.), janvier 1930, p. 1.
37 bis	Les problèmes rattachés à la mesure du champ. — Edwards (S.-W.) et Brown (J.-E.), mars 1930, p. 17.
38	Dispositif enregistreur pour comparer les intensités de réception. — Schadow (R.), mars 1930, p. 21.
	RAYONNEMENT — PROPAGATION
	Théories d'ensemble.
39	Discussion sur « l'affaiblissement des ondes le long du sol ». Journ. Inst. El. Eng., janvier 1930, p. 2.
40	Etudes sur les ondes courtes. — Eckersley (T.-L.), janvier 1930, p. 3.
41	Réflexion des ondes électriques très courtes et des ondes sonores. — Struut (M.-J.-O.), mai 1930.
42	Formules « asymptotiques » du rayonnement d'un dipôle. — Wise (W.-Howard), mai 1930, p. 28.
43	L'ionisation dans l'atmosphère de Mars. — Hulburt (E.-O.), août 1930, p. 35.
44	Echos retardés. — Pedersen (P.-O.), janvier 1930, p. 3.
45	Une méthode d'interférence des échos par l'étude de la propagation. — Hafstad (L.-R.), Tuve (M.-A.), février 1930, p. 10.
46	Etudes sur les échos. — Hoyt Taylor (A.) et Young (L.-C.), février 1930, p. 10.
47	Nouvelles études de la couche Kennelly-Heaviside par la méthode des échos. — Hafstad (L.-R.) et Tuve (M.-A.), février 1930, p. 10.
	Propagation : résultats expérimentaux. Evanouissements.
48	Enregistrement automatique de l'intensité des signaux. — Austin, janvier 1930, p. 2.
49	Recherches sur la réception et l'absorption des ondes extra-courtes — Funk (B.), février 1930, p. 11.
50	La propagation des ondes courtes de faible puissance jusqu'à 1.000 Km. — Kruger (K.) et Plendl, mars 1930, p. 17.
51	Sur la transmission des ondes courtes. — Nakagami (T.), Oxo (T.), Kiebitz (F.), août 1930, p. 35.
52	Propagation des ondes de l'émetteur allemand Deutschland. — Anazawa (C.), mai 1930, p. 27.
	Parasites atmosphériques.
53	Enregistrement des parasites atmosphériques, Joschek, mai 1930, p. 27.
	Les antennes accordées, non accordées, groupées et dirigées. Prises de terre. Contrepoids.
54	L'action d'une antenne réfléchissante. — Palmer (L.-S.), Honeyball (L.-L.-K), janvier 1930, p. 2.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
55	Antennes d'émission pour radiodiffusion. — MEISSNER (A.), janvier 1930, p. 2.
56	Propagation diurne des ondes courtes émises d'un avion suivant que leur polarisation est verticale ou horizontale. — DRAKE (F.-H.) et WILMOTTE (R.-M.), mars 1930, p. 17.
57	Calcul de la longueur d'onde d'une antenne. — SUZANT (A.-E.), mars 1930, p. 17.
58	Calcul de la résistance de rayonnement des antennes composées d'éléments rectangulaires. — FISTOLKORS (A.), mars 1930, p. 18.
59	Impédance mutuelle entre antennes voisines. — ENGLUND (C.-R.) et CRAWFORD (A.-B.), mars 1930, p. 18.
60	Sur les faisceaux d'antennes très courtes. — UDA (S.), mai 1930, p. 28.
61	Influence des propriétés du sol sur le rayonnement des antennes. — STRUTT (M.-J.-O.), août 1930, p. 35.
	Cadres. Rayonnement. Radiogoniométrie. Observations.
62	Détermination d'une position par trois relèvements radiogoniométriques. — DUCKERT (P.), mai 1930, p. 31.
	EMISSION
	Lampes : montages, rendement, théorie, stabilisation par quartz. excitation séparée, etc.
63	L'écart entre la fréquence d'un générateur à lampes et sa valeur théorique « LC ». — FACK (S.-W.-C.), janvier 1930, p. 4.
64	Les variations de fréquence des oscillateurs à lampes. — MARTYN (D.-F.), février 1930, p. 11.
65	L'oscillateur électronique fonctionnant comme résistance négative. — HOLLMANN (H.-E.), février 1930, p. 11.
66	Résistance intérieure d'une lampe génératrice. — ASIEEV (B.-P.), mars 1930, p. 18.
67	Etude du régime transitoire d'un lampe oscillatrice au moment de l'établissement du courant. — SEITLENQCK (G.-A.), mars 1930, p. 19.
68	Stabilisation de la fréquence des oscillateurs à lampes. — MALLETT (E.), septembre 1930, p. 42.
69	Ondes ultra-courtes entretenues. — KOHL (K.), janvier 1930, p. 4.
70	La production des ondes ultra-courtes par des tubes électroniques. — HOLLMANN (H.-E.), mai 1930, p. 28.
71	Le fonctionnement de l'oscillateur électronique dans un champ magnétique. — HOLLMANN (H.-E.), mai 1930, p. 28.
72	Théorie des « oscillations de Barkhausen ». — MOLLER (H.-G.), mai 1930, p. 29.
73	Oscillations dans les triodes à grille positive. — STRUTT (M.-J.-O.), août 1930, p. 36.
74	Oscillations dans les triodes à grille positive. — HOLLMAN (H.-E.), novembre 1930, p. 53.
75	Théorie des tubes diodes et leur emploi comme générateurs d'oscillations à très basse fréquence. — YOGI ITO, août 1930, p. 33.
76	Principe du calcul de la modulation par la grille. — KLIASSKIN (I.-C.) et MIZ (A.-L.), mars 1930, p. 18.
77	Un régulateur de tension à triodes pour générateur de grande puissance. — VERMAN (L.-C.) et REICH (H.-S.), novembre 1930, p. 56.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Autres systèmes.
78	L'hydrogène cause des oscillations dans le générateur électrolytique. — Shulgin (V.-M.), mars 1930, p. 19.
	RECEPTION
	Généralités. Qualités d'un récepteur, etc.
78bis	Manuel de réception radioélectrique. — David (Pierre), août 1930, p. 40.
79	Sélectivité et qualité. — Cocking (W.-T.), janvier 1930, p. 4.
80	Le problème sélectivité-qualité. — Hoyle (B.), janvier 1930, p. 5.
81	La définition de la sélectivité. — Colebrook, février 1930, p. 12.
82	La sélectivité en termes faciles. — Beatty (R.-T.), février 1930, p. 13.
83	Moyens d'augmenter la sélectivité. — Deut (H.-B.), février 1930, p. 14.
84	Le « Stenode-Radiostat » de Robinson. — Wireless World, février 1930, p. 13.
84bis	Le « Stenode-Radiostat ». Explication proposée. — Pearson (S.-O.), octobre 1930, p. 47.
85	Moyens modernes pour éliminer les perturbations à haute fréquence. — Conrad (F.), février 1930, p. 14.
86	Antenne couplée à un récepteur. Répartition de l'énergie captée. — Colebrook, mai 1930, p. 29.
87	Une théorie générale de l'amplification et du « redressement » par tubes électroniques. — Nikolans Vermes, mai 1930, p. 34.
88	Sur l'audibilité des distorsions. — Janoski (W.), août 1930, p. 38.
89	La modulation d'un émetteur par un autre dans les amplificateurs haute fréquence. — Harris (S.), septembre 1930, p. 42.
89bis	Théorie mathématique du tube à quatre électrodes. — Brainerd (J.-G.), novembre 1930, p. 57.
	Amplification : Généralités ; puissance et distorsion.
90	Quelle puissance peut donner un amplificateur ? — Von Ardenne (M.), janvier 1930, p. 5.
91	La puissance fournie par une lampe triode. — Fortsmann (A.), février 1930, p. 13.
92	Les pertes dans les circuits de grille des amplificateurs puissants. — Spitzer (E.-E.), février 1930, p. 13.
93	Etude sur le maximum de puissance fournie par différents tubes. — Fidgeon (H.-A.), Mac Melly (J.-O.), septembre 1930, p. 43.
94	Comment obtenir d'un dernier étage d'amplification le maximum de puissance sans distorsion, tout en employant des variations non linéaires. — Fortsmann (A.), octobre 1930, p. 46.
95	
96	Etude sur le bruit de fond dans les tubes à vide et les circuits associés. — Llewellyn (F.-B.), septembre 1930, p. 43.
	Amplification. Montages.
97	Nouveaux amplificateurs à résistances. — Ardenne (M.-V.), janvier 1930, p. 5.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
55	Antennes d'émission pour radiodiffusion. — MEISSNER (A.), janvier 1930, p. 2.
56	Propagation diurne des ondes courtes émises d'un avion suivant que leur polarisation est verticale ou horizontale. — DRAKE (F.-H.) et WILMOTTE (R.-M.), mars 1930, p. 17.
57	Calcul de la longueur d'onde d'une antenne. — SUZANT (A.-E.), mars 1930, p. 17.
58	Calcul de la résistance de rayonnement des antennes composées d'éléments rectangulaires. — FISTOLKORS (A.), mars 1930, p. 18.
59	Impédance mutuelle entre antennes voisines. — ENGLUND (C.-R.) et CRAWFORD (A.-B.), mars 1930, p. 18.
60	Sur les faisceaux d'antennes très courtes. — UDA (S.), mai 1930, p. 28.
61	Influence des propriétés du sol sur le rayonnement des antennes. — STRUTT (M.-J.-O.), août 1930, p. 35.
	Cadres. Rayonnement. Radiogoniométrie. Observations.
62	Détermination d'une position par trois relèvements radiogoniométriques. — DUCKERT (P.), mai 1930, p. 31.
	EMISSION
	Lampes : montages, rendement, théorie, stabilisation par quartz. excitation séparée, etc.
63	L'écart entre la fréquence d'un générateur à lampes et sa valeur théorique « LC ». — PACK (S.-W.-C.), janvier 1930, p. 4.
64	Les variations de fréquence des oscillateurs à lampes. — MARTYN (D.-F.), février 1930, p. 11.
65	L'oscillateur électronique fonctionnant comme résistance négative. — HOLLMANN (H.-E.), février 1930, p. 11.
66	Résistance intérieure d'une lampe génératrice. — ASIEEV (B.-P.), mars 1930, p. 18.
67	Etude du régime transitoire d'un lampe oscillatrice au moment de l'établissement du courant. — SEITLINGCK (G.-A.), mars 1930, p. 19.
68	Stabilisation de la fréquence des oscillateurs à lampes. — MALLETT (E.), septembre 1930, p. 47.
69	Ondes ultra-courtes entretenues. — KOHL (K.), janvier 1930, p. 4.
70	La production des ondes ultra-courtes par des tubes électroniques. — HOLLMANN (H.-E.), mai 1930, p. 28.
71	Le fonctionnement de l'oscillateur électronique dans un champ magnétique. — HOLLMANN (H.-E.), mai 1930, p. 28.
72	Théorie des « oscillations de Barkhausen ». — MOLLER (H.-G.), mai 1930, p. 29.
73	Oscillations dans les triodes à grille positive. — STRUTT (M.-J.-O.), août 1930, p. 36.
74	Oscillations dans les triodes à grille positive. — HOLLMAN (H.-E.), novembre 1930, p. 53.
75	Théorie des tubes diodes et leur emploi comme générateurs d'oscillations à très basse fréquence. — YOGI ITO, août 1930, p. 33.
76	Principe du calcul de la modulation par la grille. — KLIASSKIN (I.-C.) et MIZ (A.-L.), mars 1930, p. 18.
77	Un régulateur de tension à triodes pour générateur de grande puissance. — VERMAN (L.-C.) et REICH (H.-S.), novembre 1930, p. 56.

Digitized by Google

N° de Référence	TITRES DES ANALYSES
	Autres systèmes.
78	L'hydrogène cause des oscillations dans le générateur électrolytique. — Shulgin (V.-M.), mars 1930, p. 19.
	RECEPTION
	Généralités. Qualités d'un récepteur, etc.
78bis	Manuel de réception radioélectrique. — David (Pierre), août 1930, p. 40.
79	Sélectivité et qualité. — Cocking (W.-T.), janvier 1930, p. 4.
80	Le problème sélectivité-qualité. — Hoyle (B.), janvier 1930, p. 5.
81	La définition de la sélectivité. — Colebrook, février 1930, p. 12.
82	La sélectivité en termes faciles. — Beatty (R.-T.), février 1930, p. 13.
83	Moyens d'augmenter la sélectivité. — Deut (H.-B.), février 1930, p. 14.
84	Le « Stenode-Radiostat » de Robinson. — Wireless World, février 1930, p. 13.
84bis	Le « Stenode-Radiostat ». Explication proposée. — Pearson (S.-O.), octobre 1930, p. 47.
85	Moyens modernes pour éliminer les perturbations à haute fréquence. — Conrad (F.), février 1930, p. 14.
86	Antenne couplée à un récepteur. Répartition de l'énergie captée. — Colebrook, mai 1930, p. 29.
87	Une théorie générale de l'amplification et du « redressement » par tubes électroniques. — Nikolaus Vermes, mai 1930, p. 34.
88	Sur l'audibilité des distorsions. — Janoski (W.), août 1930, p. 38.
89	La modulation d'un émetteur par un autre dans les amplificateurs haute fréquence. — Harris (S.), septembre 1930, p. 42.
89bis	Théorie mathématique du tube à quatre électrodes. — Brainerd (J.-G.), novembre 1930, p. 57.
	Amplification : Généralités : puissance et distorsion.
90	Quelle puissance peut donner un amplificateur ? — Von Ardenne (M.), janvier 1930, p. 5.
91	La puissance fournie par une lampe triode. — Fortsmann (A.), février 1930, p. 13.
92	Les pertes dans les circuits de grille des amplificateurs puissants. — Spitzer (E.-E.), février 1930, p. 13.
93	Etude sur le maximum de puissance fournie par différents tubes. — Pidgeon (H.-A.), Mac Mully (J.-O.), septembre 1930, p. 43.
94	Comment obtenir d'un dernier étage d'amplification le maximum de puissance sans distorsion, tout en employant des variations non linéaires. — Fortsmann (A.), octobre 1930, p. 46.
95	
96	Etude sur le bruit de fond dans les tubes à vide et les circuits associés. — Llewellyn (F.-B.), septembre 1930, p. 43.
	Amplification. Montages.
97	Nouveaux amplificateurs à résistances. — Ardenne (M.-V.), janvier 1930, p. 5.

Digitized by Google

N.° de Référence	TITRES DES ANALYSES
97bis	Sur l'effet de la fréquence dans les amplificateurs à résistances. — Paul (H.), octobre 1930, p. 45.
98	Nouveaux progrès dans la construction et l'emploi des amplificateurs à résistances. — Von Ardenne (M.), mars 1930, p. 20.
99	Calcul de l'amplification la plus favorable des tubes dans les amplificateurs à résistances. — Moller (H.), mars 1930, p. 20.
100	Amplification apériodique simultanée de plusieurs fréquences. — Von Ardenne, février 1930, p. 13.
101	Construction de transformateurs H. F. — Sowerby (A.-L.-M.), février 1930, p. 14.
102	Le rendement des petites bobines en fonction de leurs dimensions. — Sowerby (A.-L.-M.), mars 1930, p. 24.
103	Théorie des amplificateurs neutralisés. — Feldtkeller (R.), août 1930, p. 38.
104	Note sur la stabilité des amplificateurs hautre fréquence neutralisés. — Nelson (J.-R.), août 1930, p. 38.
105	L'amplification haute fréquence périodique dans la gamme de la radiodiffusion. — Von Ardenne (M.), mars 1930, p. 10.
106	Récepteur à trois lampes sur secteur. — Kreizghmar, janvier 1930, p. 5.
107	Récepteur à deux lampes avec pentode de puissance. — Page (W. I.-G.), octobre 1930, p. 45.
108	Contribution à l'étude de la fidélité dans les transformateurs basse fréquence. — Kafka (H.), août 1930, p. 38.
109	Utilisation des matériaux très magnétiques, en radiotechnique. — Munton (J.), Maloff (J.-G.), mars 1930, p. 24.
	Réception des ondes courtes.
110	Emploi du quartz pour stabiliser la fréquence dans les récepteurs à ondes courtes. — Von Handel (P.), Kruger (K.), Plendl (H.), septembre 1930, p. 44.
111	Sur la réception des ondes ultra-courtes. — Pistor (W.), octobre 1930, p. 47.
112	L'amplification en haute fréquence des ondes très courtes. — Runge (W.), mai 1930, p. 29.
113	Amplification et détection des ondes très courtes par des diodes. — Okabe (K.), mai 1930, p. 29.
	Détection.
114	Détection par la caractéristique de grille. — Boella (M.), janvier 1930, p. 5.
115	Détection de puissance par la grille. — Cocking (W.-T.), octobre 1930, p. 45.
116	Variations de la pente moyenne avec l'amplitude dans la détection par la plaque. — Von Ardenne (M.), Scklesinger (K.), mars 1930, p. 19.
117	Détection des signaux puissants, 1re partie : détection par la plaque. — Ballantine (R.), janvier 1930, p. 5.
118	Méthode empirique pour déterminer le coefficient $\frac{d^2 ig}{deg^2}$ des tubes détecteurs. — Harris (S.), mars 1930, p. 19.
119	Le fonctionnement de la lampe bigrille. — Egyed (L.), février 1930, p. 13.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
120	Le fonctionnement des modulateurs. — Peterson (E.), Levellin (F.-B.), octobre 1930, p. 46.
	Antiparasites, antifadings, antibrouillages (trains, tramways, etc.) récepteurs spéciaux
121	Brouillages radioélectriques provenant des isolateurs des lignes à haute tension. — Van Atta (E.), White (E.-L.), janvier 1930, p. 7.
122	Dispositif contre les évanouissements des ondes courtes. — Kruger (K.), Plendl (H.), septembre 1930, p. 44.
123	Récepteurs de radiodiffusion pour automobiles. — Farnham (P.-O.), octobre 1930, p. 47.
	EXPLOITATION — APPLICATIONS
	Télégraphie. Grandes stations. Centres Radio.
124	Les communications navales Radio-Washington. — Hooper (S.-G.), janvier 1930, p. 5.
	Téléphonie, modulation, radiodiffusion
125	La liaison radiotéléphonique Paris-Buenos-Ayres par ondes courtes projetées. — Villem (R.), janvier 1930, p. 6.
126	Généralités sur le service téléphonique transatlantique. — Miller (T.-G.), mai 1930, p. 30.
127	Radiotéléphonie par ondes courtes entre l'Espagne et l'Amérique du Sud. — Electrical Comm., août 1930, p. 39.
128	Le service radiotéléphonique transatlantique. — Miller (T.-G.), novembre 1930, p. 54.
129	Le développement de la radiodiffusion aux Etats-Unis. — Mariott (R.-H.), mars 1930, p. 21.
130	Réseaux de lignes pour la radiodiffusion nationale. — Clark (A.-B.), mai 1930, p. 30.
131	Stations transmettrices de radiodiffusion ; phénomènes de propagation. — Nebson (E.-L.), mai 1930, p. 30.
132	La nouvelle station de diffusion à ondes courtes de Huizen. — Haij (A.-J.), mai 1930, p. 31.
133	Quelques principes pour l'attribution des fréquences de radiodiffusion. — Whittemore (L.-E.), mars 1930, p. 21.
134	Résultats de l'enquête faite à Berlin en avril 1929 sur les conditions de réception de radiodiffusion. — Kiebitz (F.), mai 1930, p. 31.
135	Rapport sur la radiodiffusion par le Comité de l'Institute of Radio Engineers. —Août 1930, p. 39.
136	L'acoustique des studios de radiodiffusion. — Vorhefs (L.-E.), novembre 1930, p. 54.
137	Transmission simultanée de deux communications téléphoniques secrètes. — Fayard (M.), janvier 1930, p. 6.
138	Etude du brouillage hétérodyne. — Hogan (J.-V.-L.), mars 1930, p. 21.
	Transmission des images. Télévision.
139	La télévision. — Funk (B.), novembre 1930, p. 56.
140	Influence du pas d'exploration dans la transmission des images. — Arendt (F.), mai 1930, p. 32.

Digitized by Google

	TITRES DES ANALYSES
141	La formation de l'image et l'amplification en télévision. — SCHROTER (F.), novembre 1930, p. 55.
	Télémécanique à bord d'engins mobiles : avions, bateaux, etc
142	La commande à distance des récepteurs. — JACOBSHAGEN, janvier 1930, p. 7.
143	Le radiogoniomètre à bord d'avion. — GLOECKNER (M.-H.), février 1930, p. 14.
144	La radio pour les avions de transport. — SEYMOUR (L.-D.), mars 1930, p. 23.
145	Constantes des antennes pendantes d'avions. HYLAND (L.-A.), novembre 1930, p. 54.
146	Un exploit de la radiogoniométrie. — LION (A.), novembre 1930, p. 54.
147	Types d'appareillage radio-électrique en service sur les routes aériennes de Grande-Bretagne et d'Europe. — FURNIVAL (E.-H.), mars 1930, p. 22
148	Les radiocommunications et les transports aériens. — JONES (R.-L.), RYAN (F.-M.), octobre 1930, p. 48.
149	Applications des radiophares aux lignes aériennes. — KEAR (F.-G.), JACKSON (W.-E.), mars 1930, p. 22.
150	Applications aux routes aériennes du radiophare à double modulation visuelle. — DIAMOND (H.), mars 1930, p. 22.
151	Indication d'alignement pour le radiophare à double modulation. — DIAMOND (H.) et DUNMORE (F.-W.), novembre 1930, p. 54.
152	Radiophare à douze directions pour le guidage des avions, avec indication visuelle par les lames vibrantes. — DIAMOND (H.), KEAR (F.-G.), novembre 1930, p. 55.
153	Indicateur à lames vibrantes pour radio-phares à 4 et 12 directions. — DUNMORE (F.-W.) novembre 1930, p. 55.
154	Progrès du système de radio-phare pour avions avec indications visuelles. — DELLINGER (J.-H.), DIAMOND (H.), DUNMORE (F.-W.), novembre 1930, p. 55.
	Organisation des radiocommunications. Réglementation.
154bis	L'aviation commerciale (aux Etats-Unis) et son organisation radio. WALLS (H.-J.), mars 1930, p. 23.
155	Technique et organisation de la radio dans l'aéronautique allemande. — EICHMER (P.) et FASSBENDER (H.), mars 1930, p. 23.
156	La responsabilité des ingénieurs radio dans la lutte contre les parasites artificiels. — FÉLIX (E.-H.), mars 1930, p. 24.
	Applications diverses.
157	La mesure directe des distances par les ondes électriques. — BURSTYN (W.), février 1930, p. 15.
158	Appel individuel ou collectif par T. S. F. — RISTOW (A.), novembre 1930, p. 56.
159	Les ondes très courtes et la médecine. — Dr SCHLIEPHAKE (E.), janvier 1930, p. 7.
160	Production de fièvres artificielles par les ondes courtes. — CARPENTIER (C.-M.) et PAGE (A.-B.), novembre 1930, p. 56.

Digitized by Google

N°s de Référence	TITRES DES ANALYSES
	MATERIEL
	Lampes.
161	Sur l'effet microphonique des lampes. — Von Ardenne (M.), janvier 1930, p. 7.
162	Nouvelles lampes 1929. — Schwant (E.), Kunge (F.), février 1930, p. 15.
163	Progrès dans les propriétés microphoniques des tubes à vide. — Rockwood (Alan-C.) et Ferris (Warren-R.), février 1930, p. 15.
164	Au sujet du calcul des cathodes en Wolfram. — Morgulis (N.-D.), mars 1930, p. 24.
165	La lampe Pentode de puissance. — Frerich (B.-V.-K.), Deux sortes de Pentodes. — Henney (K.), novembre 1930, p. 57.
166	Note sur les variations de coefficient d'amplification des triodes. — Terman (F.-E.) et Cook (A.-C.), novembre 1930, p. 57.
	Haut-Parleurs.
167	Le haut-parleur électrostatique Kyle. — Greaves (V.-F.), Kranz (F.-W.), Grozier (W.-D.), janvier 1930, p. 8.
168	Haut-parleurs pour grandes salles. — Blattner (D.-G.) et Bostwick (L.-G.), octobre 1930, p. 50.
	Divers.
169	Les résistances de valeur élevée ; leur vérification. — Leithauser (G.), novembre 1930, p. 57.
	Sources de courant.
170	Redresseurs à anode colloïdale. — André, janvier 1930, p. 58.
171	Peut-on tolérer le ronflement dans les récepteurs alimentés par le non. — Miessner (B. F.), Le ronflement dans les récepteurs alimentés par le secteur. — Même auteur, octobre 1930, p. 46.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F. OU EN DEHORS DE LA T. S. F.
172	Impossibilité de l'audition radiophonique en relief. — Hartel (H.-V.), février 1930, p. 15.
173	Méthode de mesure de l'articulation. — Fletcher (H.) et Steinberg (J.-C.), mai 1930, p. 26.
174	L'énergie de la parole et sa mesure. — Sivian (L. J.), mai 1930, p. 1.
175	Les mots et les sons dans la conversation téléphonique. — French (N.-R.), Carter (C.-W.), Koenig (W.), novembre 1930, p. 58.
176	Calcul et mesure de la fidélité des membranes en fonction de la fréquence. — Stenzel (H.), octobre 1930, p. 45.
177	Mesures d'intensités sonores à l'air libre et sur des téléphones, microphones. — Hartmann (C.-A.), octobre 1930, p. 45.
178	La production électrique du son et les instruments de musique électrique. — Trautwein (F.), octobre 1930, p. 49.
179	La meilleure « durée de réverbération des sons » dans les salles d'audition. — Magnair (W.-A.), octobre 1930, p. 49.

Digitized by Google

N[os] de Référence	TITRES DES ANALYSES
180	La durée de réverbération dans les salles « sourdes ». — Eyring (C.-F.), octobre 1930, p. 49.
181	Le rayonnement sonore d'une membrane circulaire rigide. — Backaus (H.), octobre 1930, p. 50.
182	Microphone condensateur perfectionné pour les mesures de pression sonore. — Oliver (D.-A.), octobre 1930, p. 50.
183	Contrôle des conditions acoustiques dans l'enregistrement des films parlants. — Maxfield (J.-P.), novembre 1930, p. 58.
184	Caractéristiques de phonographes mécaniques et électriques. — Meyer (Erwin) et Just (Paul), janvier 1930, p. 8.
185	Reproducteurs électriques. — Kofes (A.), février 1930, p. 16.
186	Vérification simple des reproducteurs électriques. — Just (P.), février 1930, p. 16.
187	Essais de « lecteurs phonographiques » (« pick-up »). — Wir. World, novembre 1930, p. 57.
188	Relais fonctionnant à l'équilibre indifférent. — De Bellescize (H.), octobre 1930, p. 49.
189	Résistance du corps humain pour les très hautes fréquences. — Malov (N.-N.) et Rschevkin (S.-N.), octobre 1930, p. 50.
190	Caractéristiques de fonctionnement des tubes photoélectriques. — Metcalf (G.-F.), novembre 1930, p. 57.
191	Réseaux électriques simulant les filtres acoustiques. — Mason (W.-P.), novembre 1930, p. 58.
192	Diagrammes pour déterminer l'affaiblissement des filtres symétriques. — Watanabe (Y.), novembre 1930, p. 58.
193	Théorie et construction des filtres passe-bande. — Rider (G.), mai 1930, p. 30.
194	Procédés de recherches géo-électriques en courant alternatif. — Geyger (W.), novembre 1930, p. 58.
195	Propagation des ultra-sons dans différents corps. — Sokoloff (S.-J.), novembre 1930, p. 58.
196	L'exploitation et la défense des créations industrielles. — Les brevets d'invention. — Loyer (P.), février 1930, p. 16.
197	La construction d'une organisation technique. — Baker (W.-R.-G.), novembre 1930, p. 56.

Digitized by Google

CLASSEMENT DES ANALYSES

par noms d'auteurs suivant l'ordre alphabétique.

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
A	
Anazawa	51.
André	170.
Von Ardenne	20, 34, 90, 97, 98, 100, 105, 116, 161.
Arendt	140.
Asieev	66.
Van Atta	121.
Austin	48.
B	
Backhaus	181.
Baker	197.
Ballantine	7, 117.
Beatty	82.
De Bellescize	188.
Blattner	168.
Boella	114.
Bostwiek	168.
Brainerd	89 *bis*.
Brattain	28.
Brown	37 *bis*.
Buge	33.
Burstyn	157.
Busse	36.
C	
Carpentier	160.
Carson	6.
Carter	175.
Chaikin	27.
Clapp	23.
Clark	130.
Clawford	23, 59.
Coking	79, 115.
Colebrook	81, 86.
Conrad	85.
Cook	166.
D	
David	78 *bis*.
Dellinger	154.
Demontvignier	21.
Dent	83.
Diamond	150, 151, 152, 154

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
DRAKE	56.
DUCKERT	62.
DUNMORE	151, 153, 154.
E	
ECKERSLEY	40.
EDWARDS	37 *bis.*
EGYED	119.
EISNER	155.
ENGLUND	59.
ESAU	16, 36.
EYRING	180.
F	
FASSBENDER	16, 155.
FARNHAM	123.
FAYARD	137.
FELDKELLER	10, 103.
FÉLIX	156.
FERGUSON	19.
FERRIS	163.
FLETCHER	173.
FORTSMANN	91, 94, 95.
FRENCH	175.
FREUCH	165.
FURNIVAL	147.
G	
GEYGER	194.
GLOECKNER	143.
GREAVES	167.
GRIFFITHS	26.
GROZIER	167.
H	
HEFSTAD	45, 47.
HAHNEMANN	15, 16.
HALL	29, 132.
VON HANDEL	110.
HARRIS	30, 89, 118,
HARTEL	172.
HARTMANN	177.
HEATON	28.
HECK	4.
HEINECK	14.
HENNEY	165.
HOGAN	138.
HOLLINGWORTH	37.
HOLLMANN	9, 65, 70, 71, 74.
HONEYBALL	54.
HOOPER	124.
HOYLE	80.
HUDEC	22.
HULBURT	43.
HYLAND	145.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	N^os^ DE RÉFÉRENCE
I	
Iinuma	35.
Ito (Yogi)	75.
J	
Jacobshagen	142.
Jackson	149.
Janowski	88.
Jimbo	25.
Jones	148.
Joschek	53.
Just	186.
K	
Kafka	108.
Kear	149, 152.
Kiebitz	52, 134.
Kliasskin	76.
Kœnig	175.
Kohl	16, 69.
Kranz	167.
Kretzchmar	106.
Kruger	50, 110, 122.
Kunge	162.
L	
Landon	8.
Leithauser	169.
Levellin	120.
Lion	146.
Llewellyn	96.
Longhren	32.
Loyer	196.
M	
Magnair	179.
Mallett	68.
Mc Mally	93.
Maloff	209.
Malov	189.
Mariott	129.
Mason	191.
Martyn	64.
Maxfield	183.
Meissner	16, 55.
Metcalf	190.
Meyer	184.
Miessner	171.
Miller	126, 128.
Miz	76.
Moller	72, 99.
Morgulis	164.
Munton	109.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
N	
NAISMITH	37.
NAKAGAMI	51.
NAMBA	24.
NELSON	104, 131.
NIKOLANS VERMES	87.
O	
OKABE	113.
OLIVER	182.
ONO	51.
P	
PACK	63.
PAGE	107, 160.
PALMER	54.
PAUL	97 *bis*.
PARKER	32.
PEARSON	84 *bis*.
PEDERSEN	14.
PETERSON	120.
Mc PETRIE	13.
PIDGEON	93.
PISTOLKORS	58.
PISTOR	111.
PLENDL	50, 110, 122.
R	
RAMSEY	5.
REICH	77.
RIDER	193.
RISTOW	158.
ROCKWOOD	163.
RSCHEVKIN	189.
RUNGE	112.
RYAN	148.
S	
SALINGER	18.
SCHADOW	38.
Dr SCHLIEPHAKE	159.
SCHROTER	12, 141.
SCHWANT	162.
SCHLESSINGER	116.
SEIKICH	25.
SEITLENOK	67.
SEYMOUR	144.
SHULGIN	78.
SIVIAN	174.
SMITH-ROSE	13.
SOKOLOFF	195.
SOWERBY	101, 102.
SPITZER	92.
STENZEL	176.
STRECKER	10.
STRUTT	41, 61, 73.
SUZANT	57.

Digitized by Google

NOMS D'AUTEURS	Nos DE RÉFÉRENCE
T	
TAYLOR	46.
TERMAN	11, 166.
TEUCH	3.
THIESSEN	31.
TOULY	21.
TRAUTWEIN	178.
TUVE	45, 47.
U	
UDA	17, 60.
V	
VERMAN	77.
VERMES (Nikolans)	87.
VILLEM	125.
VORHEES	136.
W	
WAGNER	1, 2, 16.
WALLS	154 *bis*.
WATANABE	192.
WHITE	121.
WHITTEMORE	133.
WILMOTTE	56.
WISE	42.
Y	
YOGI ITO	75.
YOUNG	46.
Z	
ZCHLIEPHAKE	16.

Digitized by Google

Le livre absolument indispensable

à tout amateur de T. S. F.

L'ENCYCLOPÉDIE DE LA RADIO

Véritable dictionnaire de la

T. S. F.

par

Michel ADAM

CET OUVRAGE EST LE MIROIR FIDÈLE DE L'ÉTAT ACTUEL DE LA RADIO-ÉLECTRICITÉ. C'EST LA CLÉ DE LA LECTURE DES OUVRAGES TECHNIQUES.

Un beau volume

Relié fers spéciaux

PRIX : **50** FRANCS

Etienne CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

LES ONDES TRÈS COURTES

par R. JOUAUST,

Sous-Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.

Le Comité Consultatif International de Radiotélégraphie a cru devoir attribuer une dénomination spéciale aux ondes dont la fréquence est supérieure à 30×10^6 cycles par seconde (longueur d'onde inférieure à 10 mètres). Cette différenciation s'imposait au point de vue scientifique et technique. On a constaté depuis plusieurs années que, de jour pour les ondes de longueur inférieure à 8 mètres, de nuit pour celles inférieures à 10 mètres, les phénomènes de propagation étaient totalement différents de ceux constatés pour les fréquences plus faibles. On n'a jamais observé, par exemple, pour les ondes inférieures à 8 mètres, les grandes portées réalisées avec celles de 15 à 20 mètres. La raison en est probablement que les valeurs de la densité électronique dans la couche de Kennely-Heaviside sont telles qu'elles ne permettent pas, quel que soit l'angle d'incidence, la réflexion par cette couche des ondes très courtes. La propagation dans l'espace des ondes de fréquence supérieure à 30×10^6 périodes par seconde est donc la même que celle des oscillations de fréquence plus élevée encore qui constituent les vibrations lumineuses et on peut se demander, *a priori*, si l'utilisation de ces ondes présente des avantages sur la télégraphie optique. La réponse est affirmative et nous voudrions en exposer sommairement les raisons.

En vertu de ce que nous venons de dire, il ne saurait y avoir de communication soit par ondes très courtes, soit par vibrations lumineuses que lorsque la ligne droite joignant le transmetteur et l'émetteur ne rencontre aucun obstacle, c'est-à-dire lorsqu'il y a visibilité. Néanmoins lorsqu'on cherche à réaliser des transmissions optiques à très grande distance, on s'aperçoit que cette condition n'est pas suffisante. Ce n'est que dans des conditions particulièrement favorables de l'atmosphère en l'absence de toute brume que les transmissions optiques à grande distance sont possibles et même par des temps parfaitement clairs, ces transmissions sont impossibles alors que, géométriquement, le rayon lumineux doit atteindre le récepteur. La raison en est dans la diffusion de la lumière. Lorsqu'une certaine quantité d'énergie vibratoire se propageant en

520065

Digitized by Google

ligne droite rencontre une particule, celle-ci la diffuse, c'est-à-dire renvoie partiellement dans toutes les directions une partie de cette énergie lumineuse. C'est pour cela qu'un rayon lumineux est rendu visible par les poussières suspendues dans l'air. Ainsi chaque fois qu'un rayon lumineux rencontre une particule, une partie de l'énergie de ce rayon est renvoyée dans toutes les directions et il en résulte une diminution de l'énergie transportée dans la direction normale de propagation. On conçoit que cet amortissement soit très considérable lorsque les particules en suspension dans l'air sont nombreuses, comme cela se produit par temps brumeux, la brume étant produite par des particules d'eau en suspension dans l'atmosphère. L'air n'étant jamais dépourvu de particules en suspension, comme le montre l'expérience du rayon lumineux mentionnée plus haut, même par temps clair, il y a absorption de la lumière le long de son trajet rectiligne.

Mais il y a une relation entre la quantité d'énergie diffusée, la fréquence des oscillations du phénomène vibratoire qui diffuse cette énergie et le diamètre de la particule diffusante. Cette relation est assez complexe, assez mal connue dans bien des cas. Mais on peut dire d'une façon générale que l'énergie diffusée est d'autant plus grande que la fréquence du mouvement vibratoire est plus grande et qu'à fréquence donnée, la diffusion est d'autant plus faible que le rapport longueur d'onde sur diamètre de la particule est plus élevé. La lumière que nous recevons du ciel est de la lumière diffusée par les molécules gazeuses de l'atmosphère. Celles-ci diffusant principalement les radiations de courte longueur d'onde, doivent surtout renvoyer de la lumière bleue. C'est ainsi qu'on explique la couleur bien connue du ciel. Les radiations de grande longueur d'onde sont, au contraire, très peu diffusées, par suite moins absorbées dans leur passage dans une atmosphère chargée de particules. C'est ainsi qu'on a pu constater que des brouillards suffisamment intenses pour arrêter toute radiation lumineuse visible, laissaient passer encore des radiations infra-rouges.

De ce que nous venons de dire, il résulte que les ondes très courtes, dont les longueurs sont incomparablement supérieures aux diamètres des plus grosses particules qui peuvent exister dans l'air, ne peuvent subir aucune diffusion et par suite, doivent permettre des portées incomparablement plus grandes que celles qu'on peut obtenir avec les radiations visibles ou invisibles obtenues au moyen de corps portés à haute température. Bien plus, certains obstacles dont les dimensions ne sont pas trop considérables par rapport aux

Digitized by Google

longueurs d'ondes utilisées, peuvent être en quelque sorte contournés par ces ondes, en vertu du phénomène bien connu de la diffraction. Si les ondes dites très courtes ne permettent pas d'atteindre les grandes portées réalisées dans les transmissions radiotélégraphiques ordinaires, elles peuvent rendre de très grands services pour certaines applications particulières. Aussi, depuis quelque temps, voit-on paraître dans les journaux étrangers des publications relatives à l'utilisation de ces ondes. Nous avons cru, dans ces conditions, que le moment était venu de faire connaître un certain nombre de recherches effectuées depuis de longues années en France sur ce sujet et, que, précisément en raison des applications particulières qu'elles visent, on n'avait pas cru nécessaire de livrer à la publicité. Nous voudrions, sans méconnaître du reste les résultats obtenus à l'étranger, montrer que c'est dans notre pays que se sont trouvés les prémices de l'utilisation des ondes très courtes.

Nous rappellerons tout d'abord, que c'est en novembre 1917 que Gutton et Touly, travaillant dans les laboratoires militaires, ont montré la possibilité d'engendrer avec des triodes des ondes ayant quelques mètres de longueur. La plus faible longueur d'onde atteinte dans leurs expériences était de 2 m. 50. La possibilité de l'utilisation pratique de semblables ondes à des besoins militaires, en raison des propriétés indiquées plus haut, fut immédiatement envisagée par le Général Ferrie dans le rapport qu'il adressa à ce moment au Ministre de la Guerre. C'est ce qui explique le secret observé à cette époque sur les travaux de Gutton et Touly qui ne livrèrent à la publicité les résultats obtenus qu'en 1919 après la cessation des hostilités (1). A ce moment, le Général Ferrie qui n'avait pas perdu de vue la possibilité de l'utilisation des ondes courtes, chargea le professeur d'Hydrographie Mesny qui venait d'être détaché au Laboratoire National de radio-électricité d'étudier cette utilisation. C'est alors que Mesny (2) imagina le dispositif aujourd'hui classique qui, par l'emploi de deux lampes, permet d'améliorer le rendement des postes à ondes courtes. Ce montage est beaucoup trop connu pour que nous jugions nécessaire de le décrire ici.

Mais il importe de bien préciser quelle était à l'époque dont nous parlons la position de la question.

(1) Gutton et Touly. *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences*, t. 168, page 271, 1919.

(2) Mesny Brevet français, 1921. *Journal de Physique*, octobre 1923.

Digitized by Google

La distinction que nous faisons aujourd'hui entre ondes courtes et ondes très courtes n'existait pas encore. On classait sous le nom d'ondes courtes toutes celles dont la longueur était inférieure à 100 mètres et, totalement ignorant du rôle que jouait la haute atmosphère dans la propagation de ces ondes, on ne soupçonnait pas les portées considérables qu'elles étaient susceptibles de permettre. Dès 1921, le colonel Chaulard, se montrant en la circonstance un précurseur, émettait l'opinion que, s'il existait réellement dans la haute atmosphère une couche ionisée, il devait être possible de réaliser avec des ondes courtes des portées considérables. L'énergie rayonnée vers le haut, devait se réfléchir vers le sol qu'elle atteignait en un point situé à grande distance du poste émetteur. On devait donc, d'après le colonel Chaulard, cesser d'entendre une émission à une certaine distance du transmetteur, puis l'entendre de nouveau. On voit que, dès 1921, l'existence des zones de silence avait été prévue. A la suite d'un compte rendu relatif à ces conceptions, adressé au Ministre de la Guerre par le Général Ferrie, l'ordre fut donné de réaliser des essais pratiques pour vérifier les théories émises par le colonel Chaulard. Ces essais furent faits au moyen d'un poste établi au fort d'Issy travaillant sur des ondes de 45 mètres. Pour augmenter l'énergie rayonnée en hauteur, le colonel Chaulard imagina le procédé, repris depuis, de faire vibrer l'antenne sur une harmonique. Commencés en juin 1922, les essais furent poursuivis jusqu'en février 1923. Sans conduire à des résultats absolument concluants, ils mirent nettement en évidence le fait (nous reproduisons *textuellement* le rapport du colonel Chaulard), « que pour des distances comprises entre 200 et 700 kilomètres, l'intensité de la réception croissait avec la distance. Les résultats obtenus firent soupçonner au colonel Chaulard qu'il devait s'agir non d'une réflexion régulière, mais d'une incurvation du rayon. On voit que, dès 1923, un Français avait émis les idées qui sont la base des théories actuelles.

Notons en passant que l'Inspecteur général des Ponts et Chaussées, Blondel, membre de l'Institut, discutant les résultats obtenus par le colonel Chaulard, résultats qui lui avaient été communiqués, émettant l'hypothèse de réflexions multiples entre le sol et la couche d'Heaviside, encore une hypothèse reprise dans les théories actuelles.

Pour s'affranchir de certaines difficultés expérimentales, le colonel Chaulard continua ses expériences avec des ondes de 9 mètres. Les résultats furent moins concluants et il est facile

Digitized by Google

aujourd'hui d'en comprendre la raison. On se trouvait à la limite de transition entre les ondes courtes et très courtes et on opérait avec des ondes se réfléchissant peu ou pas sur la couche d'Heaviside. Mais entre temps, des expériences pratiques avaient montré la possibilité d'obtenir, avec des ondes comprises entre 10 et 100 mètres, des portées considérables. Parmi celles-ci, nous devons mentionner celles de la radiotélégraphie militaire française qui avait réalisé des postes mobiles à ondes courtes. Au cours d'essais de portée faits par l'Ingénieur Lecroart, essais faits uniquement dans le but de déterminer les utilisations militaires de ces postes, il fut constaté que des télégrammes qu'on ne recevait pas à quelques centaines de kilomètres de l'émetteur, étaient parfaitement reçus en Indo-Chine. Nous n'avons pas à dire ici les résultats obtenus par l'emploi des ondes courtes. Si nous en avons parlé, c'est qu'au début leur étude fut si intimement liée à celle des ondes très courtes, qu'il était impossible de les séparer. En France les études sur ces deux variétés d'ondes étaient poursuivies simultanément.

Pendant l'année 1922, MM. Mesny et David, attachés aux laboratoires militaires, réalisaient des postes radiotélégraphiques et radiotéléphoniques à ondes très courtes, et étudiaient la réflexion de ces ondes par des miroirs paraboliques constitués soit de treillages métalliques soit de fils accordés. En 1923, les deux expérimentateurs, travaillant dans la campagne aux environs de Paris, assurèrent avec un poste portatif travaillant sur 2 mètres de longueur d'onde ayant une antenne dipole constituée par un fil de 1 mètre, des liaisons téléphoniques à des distances de 2 kilomètres, le courant dans l'antenne n'étant que de 0,08 ampère (1). Ces résultats n'étaient, bien entendu, acquis qu'entre des points entre lesquels la visibilité était assurée, mais grâce au phénomène de diffraction, il avait été possible d'assurer en plein bois des portées de l'ordre de 500 mètres. Encouragé par ces premiers résultats, M. Mesny poursuivit ses recherches en collaboration avec MM. David et Beauvais. Des améliorations furent apportées aux appareils émetteurs et récepteurs. Pour ces derniers en particulier, un dispositif à superréaction fut imaginé par M. David. Frappé du fait que contrairement à ce qui avait toujours été constaté dans l'emploi des ondes courtes, les ondes de quelques mètres cessèrent d'être reçues lorsque le poste transmetteur cessait d'être visible du point où l'on voulait effectuer

(1) Quelques renseignements techniques ont été publiés par M. Mesny, *Onde Electrique*, janvier 1924, 24-87 et février 1924, 99-110.

Digitized by Google

la réception, les expérimentateurs pensèrent à placer l'émission en un point très élevé. C'est ainsi qu'un émetteur de 3 m. 50 de longueur d'onde ayant été placé au sommet de la Tour Eiffel, des portées très considérables purent être réalisées. Il en fut de même avec un émetteur placé au mont Valérien à 175 mètres d'altitude. Avec ce dernier appareil par exemple, il fut possible d'assurer une bonne réception sur les plateaux situés au sud de Beauvais et qui sont à une altitude de 200 mètres. De même, on put assurer des transmissions entre le poste émetteur placé au sommet de la Tour Eiffel et un récepteur placé dans le clocher de l'église de Montjavoult à une distance d'une centaine de kilomètres. M. Mesny et ses collaborateurs purent, dès le milieu de 1925, affirmer que les ondes de l'ordre de quelques mètres se propageaient sans amortissement sensible entre les points qui, par temps clair, étaient visibles l'un de l'autre. Cette règle comportait pourtant quelques exceptions. c'est ainsi qu'opérant à 30 kilomètres de Paris, sur le plateau qui va de Pontoise à Cléry-en-Vexin, Mesny constata que les émissions du poste placé sur la Tour Eiffel, reçues très fortement quand on se trouvait sur le bord du plateau, cessaient d'être perceptibles à quelques centaines de mètres de ce bord.

L'explication en est la suivante : Aux incidences rasantes, la réflexion sur le sol se fait avec un changement de phase voisin de 180°. Le rayon réfléchi vient interférer avec le rayon direct et il en résulte une diminution du champ électrique agissant sur l'antenne de l'appareil récepteur. On peut démontrer (1) qu'en désignant par Ei le champ incident, par Et le champ résultant, on a

$$\frac{Et}{Ei} = A \sin 2i.$$

Pour des ondes de 3 mètres, les constantes du sol conduisent pour A à des valeurs de 2 à 3. Dans le cas de la réflexion sur la mer, le coefficient A, atteint des valeurs plus élevées de l'ordre de 14 et en effet dans des expériences faites en mer aux environs de Brest, Mesny a pu suivre les émissions d'un poste situé au Mengam à 80 m. d'altitude jusqu'à l'horizon de ce point. Il résulte de ces constatations que pour des transmissions terrestres il convient non seulement de placer l'émetteur sur une position élevée pour augmenter la distance à laquelle il est visible, mais aussi de placer le récepteur à une certaine hauteur sur une tour ou une hauteur à pic, non pas

(1) Pour la démonstration voir Mesny, *Usage des cadres en radiogoniométrie* (Etienne Chiron, éditeur).

Digitized by Google

uniquement pour augmenter la portée de visibilité, mais aussi pour éviter l'influence néfaste des rayons rasants que nous venons de signaler.

L'emploi à des buts militaires des ondes très courtes, prévu dès 1917 par le Général Ferrie, était donc possible et intéressant. Des réalisations immédiates en furent effectuées. Quelles en furent les applications faites? On comprendra sans peine que c'est là un sujet sur lequel il ne nous est pas permis de nous étendre. Mais à côté de ces applications spéciales, il en est d'autres d'un caractère plus utilitaire qui n'échappèrent pas au Général Ferrie et à ses collaborateurs. Sur notre littoral il existe beaucoup d'îles qui, étant donné le prix élevé des câbles sous-marins ne sont pas en liaison télégraphique avec le continent. Quand le câble existe, il permet des relations télégraphiques, mais non téléphoniques.

Les ondes très courtes semblent devoir fournir un moyen de combler ces lacunes, c'est pour cela qu'en mai 1926, le Ministre de la Guerre décida que des essais de transmission sur ondes très courtes seraient effectuées entre la France et la Corse. Ces essais devaient conserver un caractère expérimental et devaient avoir pour but d'élucider certains points que les expériences à des portées relativement courtes, faites aux environs de Paris et dans les montagnes, n'avaient pu permettre d'éclaircir. Quelle puissance était nécessaire pour communiquer en tout temps entre la France et la Corse? Quelle était l'influence d'obstacles assez éloignés du récepteur? Les phénomènes de diffraction et de réfraction étaient-ils assez accusés pour permettre aux rayons électromagnétiques d'atteindre des points nettement inaccessibles aux rayons lumineux? L'influence des récepteurs paraboliques étudiée en particulier aux expériences faites près de Brest et que nous avons mentionnées plus haut se conserverait-elle à des distances de l'ordre de 200 kilomètres? Un poste à montage symétrique de 500 watts d'alimentation. de 3 m 50 de longueur d'onde fut établi au Mont Agel près de Nice, à une altitude de 1149 mètres. Derrière le poste émetteur était placé un récepteur parabolique qu'il était possible de faire tourner. Le poste récepteur fut établi en Corse au col de Teghine entre Bastia et Saint-Florent, à 205 kilomètres de l'émetteur. Le collecteur d'ondes à la réception comportait uniquement deux fils de 80 m de longueur, l'une formant antenne, l'autre contre-poids. L'altitude du col de Teghine est de 530 mètres et le rayon tangent à la mer partant du Mont Agel, passait dans la région où se trouvait la réception à une auteur de 560 m. Emetteur et récepteur n'étaient donc pas en visibilité géométrique.

Malgré cela les signaux émis par le poste du Mont Agel furent

Digitized by Google

entendus avec une très grande force à Teghine. Bien plus, on put déplacer le récepteur sur les pentes nord-ouest conduisant au col de Teghine. On put descendre jusqu'à l'altitude de 300 mètres sans constater un affaiblissement dans la force des signaux. On put même continuer à les recevoir quoique plus faiblement jusqu'à la cote 155 mètres, ce qui correspond à une déviation des rayons de 170 minutes.

L'influence du miroir parabolique ne put être mise en évidence dans les expériences entre France et Corse. Au contraire dans les essais de transmission faits à la même époque, entre le poste émetteur du Mont Agel et un poste récepteur établi sur le Coudon, montagne de 709 mètres d'altitude située près de Toulon à 130 kilomètres de l'émetteur, il fut nettement constaté une diminution de l'intensité à la réception, lorsqu'on supprimait l'action du miroir. Cotée 7 sur 9 par les opérateurs lorsque le miroir était disposé de façon à être efficace, elle n'était plus cotée que 2 quand on éliminait son action. Les expériences faites entre le Mont Agel et le Coudon montrèrent également que les transmissions étaient possibles entre des points hors de la visibilité géométrique. S'agissait-il d'un phénomène de diffraction ou d'un phénomène de réfraction. C'est un point sur lequel nous reviendrons dans la suite.

Avec ces essais effectués comme nous l'avons dit dans le premier semestre de 1926, se terminait la période de tâtonnements, inhérente à la mise en œuvre de tout nouveau système. L'emploi des ondes très courtes pouvait figurer dans la technique de l'exploitation télégraphique. Aussi en 1929, le Ministre des Postes et Télégraphes estima le moment venu de chercher à les utiliser pour établir un réseau radiotéléphonique entre la France et la Corse. Cette opération fut confiée au Laboratoire national de radioélectricité et fut réalisée pour la partie radiotélégraphique par MM. David et Beauvais pendant que MM. le Corbeiller et Labrousse, ingénieurs des Télégraphes, établissaient les appareils nécessaires à la liaison du poste radiotélégraphique au Central téléphonique. Le Mont Agel, utilisé dans les premières expériences était d'un accès trop difficile en toute saison pour qu'on put y établir le personnel chargé de l'entretien du poste émetteur. Celui-ci fut placé au fort de la Revère également près de Nice mais dont l'altitude n'était que de 700 mètres. Le poste récepteur fut encore établi au col de Teghine, Dans ces conditions la ligne droite joignant les deux postes, passait à plusieurs kilomètres au-dessous du niveau de la mer. A l'émission on utilisait soit des antennes en longueur d'onde entière, soit des

Digitized by Google

antennes en grecques. A la réception, l'antenne était constituée par une antenne ordinaire vibrant en quart d'onde. Les longueurs d'ondes utilisées étaient de l'ordre de 5 mètres et la puissance d'alimentation du poste était de 36 watts. Dans ces conditions, il était possible d'entendre les communications à 1 mètre des écouteurs. Toutefois au cours de ces expériences exécutées pendant de chaudes journées d'été, on a constaté un phénomène qui semble apporter un peu de lumière sur la nature du mécanisme qui permet aux ondes de contourner les obstacles. La transmission très forte pendant toute la nuit et pendant la matinée s'affaiblissait très lentement vers 14 heures, passait par un minimum vers 18 heures et ne reprenait sa valeur normale que vers 20 heures. Ces affaiblissements ne se manifestaient que par les journées ensoleillées et ne furent jamais constatés par les jours pluvieux. Pour assurer les communications au moment du minimum d'intensité, il était nécessaire soit de porter à 150 watts la puissance d'alimentation du poste, soit d'utiliser l'antenne en grecques Quoiqu'il en soit, il est possible comme on le voit d'assurer dans de bonnes conditions les communications radiotéléphoniques entre la France et la Corse et il est probable que d'ici peu l'administration des Télégraphes prendra les mesures nécessaires pour les mettre à la disposition du public.

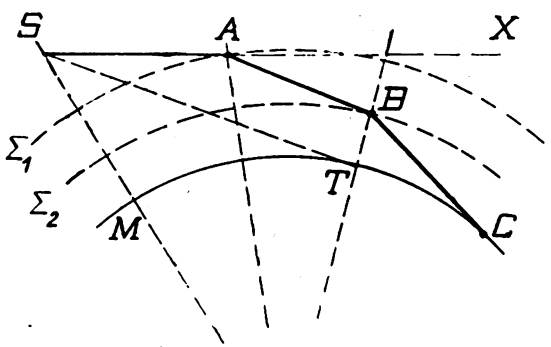
Comme nous l'avons dit les communications ont été possibles entre le col de Teghine et le fort de la Revère, quoique la ligne droite joignant ces deux points passe à plusieurs kilomètres au-dessous du niveau de la mer. Comment expliquer ce résultat qui semble à première vue contradictoire avec les lois ordinaires de l'optique. Deux phénomènes physiques permettent d'expliquer ce résultat : la diffraction et la réfraction.

Nous avons déjà expliqué plus haut en quoi consiste le phénomène de la diffraction. La lumière peut dans certains cas contourner les obstacles dont les dimensions ne sont pas très grandes vis-à-vis de la longueur d'onde de la radiation utilisée. Les longueurs d'ondes des radiations électromagnétiques utilisées expliquent que d'assez gros obstacles peuvent être contournés par elles. La diffraction peut seule être invoquée si la courbure des rayons a lieu horizontalement. Mais lorsque comme c'était le cas actuel dans les transmissions France-Corse, la courbure des rayons doit se faire verticalement, on peut invoquer les phénomènes de réfraction atmosphérique et précisément l'influence de l'état de l'atmosphère qui se manifestait dans les affaiblissements de l'après-midi, semble bien indiquer que dans le cas actuel, c'est la réfraction qui intervenait plutôt que la

Digitized by Google

diffraction sur laquelle les conditions atmosphériques devaient être sans effet.

En quoi consiste exactement la réfraction. Par suite de la courbure de la terre, la ligne droite qui joint deux points éloignés ne reste pas toujours à la même distance du sol. Elle traverse donc des couches d'air dont la pression, la température, l'état d'humidité sont variables, ces grandeurs variant avec l'altitude de la couche d'air. Or, ces variations de pression, de température, d'humidité entraînent des variations de l'indice de réfraction du gaz, par suite de la vitesse avec laquelle la lumière les traverse. Un rayon lumineux ne peut donc suivre la ligne droite que nous envisageons plus haut, puisqu'en vertu du principe de Fermat la trajectoire des ondes lumineuses doit être celle qui correspond au minimum de durée de parcours. La lumière et les ondes électromagnétiques très courtes ne se transmettent donc pas en ligne droite à grande distance. On pourrait en première approximation considérer l'air comme formé de stratifications d'indice différent, cet indice augmentant par exemple à mesure que diminue l'altitude de la stratification envisa-

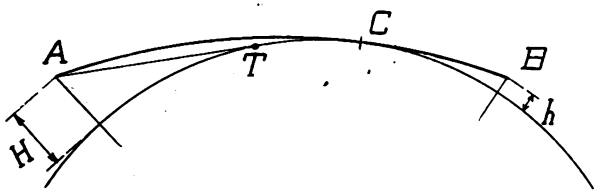


gée. Considérons un rayon lumineux SX parti du point élevé S et qui sans la réfraction ne rencontrerait pas la surface de la terre. Au moment où ce rayon rencontre la première surface de discontinuité atmosphérique Σ_1, il se réfracte en se rapprochant de la normale suivant AB. Il éprouve une deuxième réfraction à sa rencontre en B avec la deuxième surface de discontinuité Σ_2 et finit par rencontrer la terre en C. Le point C comme on le voit est au delà du point de contact T avec le sol de la tangente menée par le point S au sol. Le rayon lumineux SA par suite de la réfraction arrive donc à la terre à une distance plus grande que la portée géographique représentée par l'arc MT. En réalité, la variation de l'indice est con-

Digitized by Google

tinue, le problème que nous venons de toucher géométriquement en appliquant les lois de Descartes, se transforme en un problème de calcul différentiel.

La solution de ce problème qui permettrait de déterminer la trajectoire de la lumière, conduirait pour cette courbe à une équation assez compliquée. Mais on peut remplacer approximativement cette courbe par un cercle, ce qui conduit aux conclusions suivantes. Par suite



de la réfraction le rayon lumineux qui va d'un point A situé à une hauteur H à un point B situé à une hauteur *h* au delà de la portée géographique est un cercle de rayon *m*R, R étant le rayon terrestre et *m* un facteur qui dépend de l'état de l'atmosphère au moment de l'observation. Ce cercle est tangent en C à la surface du sol. Le point C est différent du point de contact T de la tangente issue de A. Pour un observateur placé en A, l'horizon paraît être en C, alors que géométriquement il devrait être en T. C'est ce qu'on appelle la dépression de l'horizon. Cette dépression est sensible même pour les marins observant à 5 ou 6 mètres du niveau de la mer, de la passerelle d'un navire et comme elle influe sur leurs relevés astronomiques, elle a fait l'objet de nombreuses études (1), qui ont permis de mettre en évidence l'influence des conditions atmosphériques sur cette dépression, c'est-à-dire en réalité sur le coefficient *m*. En particulier un officier de la marine autrichienne le lieutenant de vaisseau Koss, a montré que ce coefficient était nettement influencé par la teneur en humidité de l'atmosphère. Ainsi le phénomène de la réfraction permet à des points d'être visibles au delà de leur portée géographique (2).

La portée réelle due à la réfraction, la distance entre les deux points A et B de la figure est (3)

$$L = \sqrt{RH\frac{2m}{m-1}} + \sqrt{Rh\frac{2m}{m-1}}.$$

(1) Assier de Pompignan, *Annales d'Hydrographie*, 1901.

(2) On confond souvent à tort le phénomène de réfraction avec le phénomène de mirage. Le mirage n'est qu'un cas particulier de réfraction qui consiste en une double image des objets, l'une droite, l'autre renversée comme s'il y avait réflexion dans une pièce d'eau. Voir Bouasse, *Optique*, p. 157.

(3) Rivière. *Phares et Signaux maritimes*, O. Doin, éditeur, p. 36.

Digitized by Google

Lorsque m est infini, le cercle ACB se confond avec une droite, la portée réelle est égale à la portée géographique. Cette influence de la visibilité à distance au-dessus de la mer préoccupe les administrations chargées de l'édification des phares, puisqu'elle influe sur la portée de ceux-ci. Aussi le service français des Ponts et Chaussées, a-t-il poursuivi jadis des études sur la question en faisant déterminer pendant onze ans la hauteur au-dessus du niveau de la mer à laquelle cessait d'être perceptible la lumière du feu du Kreach par un observateur, descendant le long de la falaise de la pointe du Raz. Les valeurs du facteur empirique m que nous avons utilisés, plus haut, pouvaient être déduites de ces observations. On a constaté quelques valeurs négatives, ce qui indiquerait que par suite de la réfraction, la courbure des rayons lumineux était telle qu'elle diminuait la portée géographique, mais en général on a trouvé pour m des valeurs positives se groupant autour de 10, 5. Donc, en général, pour les rayons lumineux, la portée est augmentée par la réfraction. Il est tout naturel d'admettre qu'il en est de même pour les ondes très courtes et d'expliquer ainsi le fait qu'on a pu communiquer entre la France et la Corse, entre des points hors de la visibilité géographique.

Les affaiblissements constatés à la fin des journées chaudes s'expliquent facilement par la réfraction. Un savant vaudois Torel (1) a fait au bord du lac Leman de nombreuses observations sur l'influence de la réfraction sur la visibilité des objets situés de l'autre côté du lac par rapport à l'observateur et a constaté que chaque fois que l'eau du lac était chauffée de façon à être à une température plus élevée que l'air ambiant, il y avait réfraction anormale par défaut. Des objets qui auraient dus être visibles cessaient de l'être. C'est ce qui devait se passer pendant les expériences de transmission France-Corse. Dans la matinée, l'air sous l'influence du soleil s'échauffait plus vite que l'eau de la mer qui a une grande capacité calorifique. Au contraire, dans l'après-midi, le soleil baissant sur l'horizon, l'air se refroidissait plus vite que l'eau. Il devrait en résulter une diminution de m, susceptible même de devenir négatif comme dans les observations de Torel. La portée des ondes diminuait. On voit immédiatement pourquoi ce phénomène d'affaiblissement ne se manifestait pas en temps couvert.

Nous terminons ici cet article souvent plus historique que technique. Témoin pendant de nombreuses années des efforts faits

(1) *L'Astronomie*, novembre 1929, page 493.

Digitized by Google

par le général Ferrie et ses collaborateurs Mesny, David et Beauvais, pour l'utilisation des ondes très courtes, nous avons cru devoir, au moment où de toutes parts, on cherche à faire entrer ces radiations dans la pratique courante, attirer l'attention sur le travail considérable fait en France pour arriver à ce résultat. N'ayant pour notre part aucune collaboration à revendiquer dans ce travail, dont nous avions pu néanmoins suivre les progrès pas à pas, il nous était plus facile qu'à tout autre de faire apprécier les mérites de ceux qui l'avaient exécuté.

R. Jouaust.

Digitized by Google

AU SUJET DE LA MULTIPLICATION DES FRÉQUENCES PAR LES TRIODES

Par René MESNY

M. Marique a montré comment on pouvait prédéterminer les conditions de fonctionnement d'une triode employée comme multiplicatrice de fréquence (1) ; nous nous proposons d'indiquer une méthode abrégeant les calculs.

Nous supposerons comme lui que les caractéristiques statiques de la triode (courant plaque-tension grille) sont des droites et nous examinerons le cas du doublage de fréquence. Pour donner plus de symétrie aux formules, nous modifierons un peu les notations de

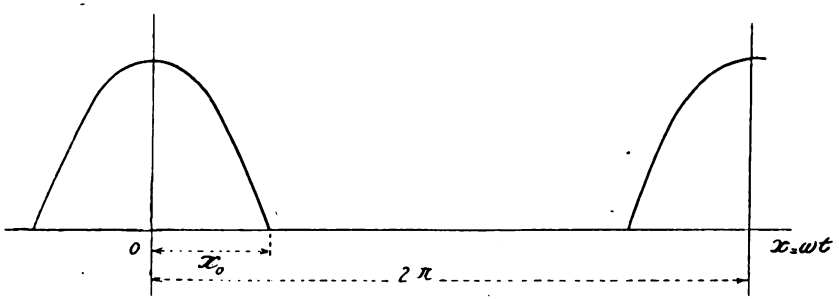


Fig. 1.

M. Marique et nous prendrons, en particulier, l'origine des temps au moment où le courant plaque atteint son maximum (fig. 1).

Soit i le courant plaque à l'instant t et ω la pulsation ; en développant i en série de Fourier et en posant

$$\omega t = x$$

on a

$$(1) \qquad i = I_0 + I_1 \cos x + I_2 \cos 2x + \cdots$$

avec $$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i.dx \qquad I_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i.\cos nx.dx$$

Soit x_0 l'angle positif pour lequel $i = 0$; les deux dernières

(1) Marique J., *Onde Electrique*, **8**, janvier 1929, 1-20.

Digitized by Google

formules deviennent (1)

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{x_0} i.dx \qquad (2)$$

$$I_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{x_0} i.\cos nx.dx \qquad (3)$$

Soit $-U_0$ la tension continue négative de la grille et U_1 l'amplitude de la tension alternative qui lui est appliquée, la tension u à l'instant t sera :

$$u = -U_0 + U_1 \cos x \qquad (4)$$

Soit V_0 la tension continue de plaque et V_2 l'amplitude de la tension alternative qui résulte de l'introduction dans le circuit de plaque d'un circuit antirésonnant de pulsation 2ω. La tension plaque à l'instant t sera (2)

$$v = V_0 - V_2 \cos 2x. \qquad (5)$$

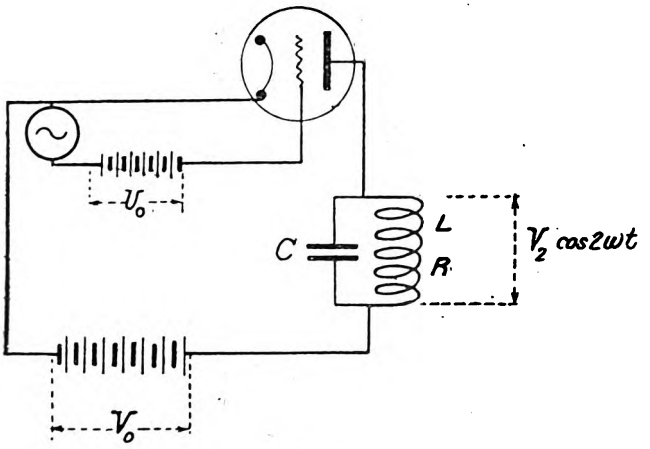


Fig. 2.

En désignant par L, R et C l'inductance, la résistance et la capacité du circuit antirésonnant, on a d'ailleurs (fig. 2)

$$V_2 = \frac{L}{RC} I_2. \qquad (6)$$

Appelons encore W_0 la tension continue de plaque qui corres-

(1) L'angle x de l'article de M. Marique $= x + \frac{\pi}{2}$: l'angle $\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - x_0$.

(2) V_2 est une valeur absolue et le signe $-$ de la formule 5 résulte de ce que I_2 est forcément positif comme le montre la relation 3.

Digitized by Google

pond à la caractéristique passant par l'origine (fig 3) et soient k et ρ le coefficient d'amplification et la résistance plaque de la triode. La relation connue

$$\rho i = ku + v - W_0$$

donne

$$(7) \qquad i = \frac{1}{\rho}[(V_0 - W_0 - kU_0) + kU_1 \cos x - V_2 \cos 2x]$$

La formule 7 n'est naturellement valable que pour les valeurs du second membre comprises entre zéro et la valeur du courant de saturation ; pour les valeurs négatives : $i = 0$.

Le problème à résoudre est alors le suivant : *Connaissant* k, U_0.

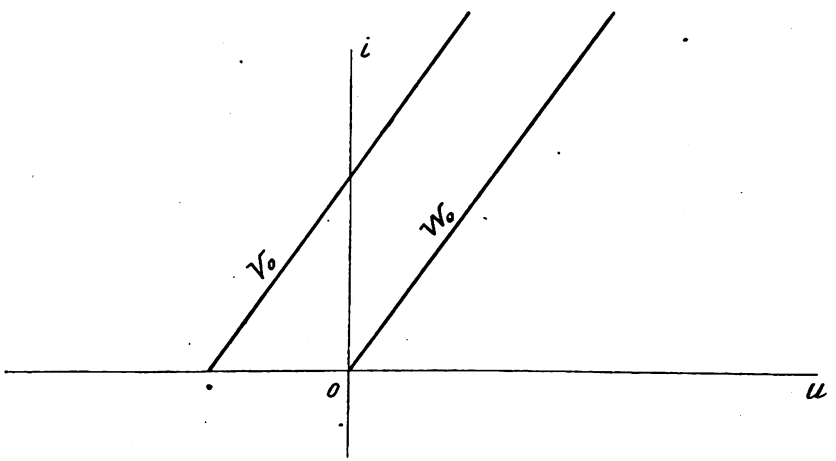


Fig. 3.

U_1, V_0 *et* $\frac{L}{RC}$, *calculer* I_2 *puis en déduire l'énergie disponible des oscillations de pulsation* 2ω.

Posons pour simplifier l'écriture :

$$\frac{L}{RC} = r \qquad \text{et} \qquad V_0 - W_0 - kU_0 = m.$$

L'équation 7 peut s'écrire :

$$(8) \qquad i = \frac{1}{\rho}(m + kU_1 \cos x - rI_2 \cos 2x)$$

d'où l'on déduit d'après (3) :

$$(9) \qquad I_2\left[\pi + \frac{r}{\rho}\left(x_0 + \frac{\sin x_0}{4}\right)\right] = \frac{m}{\rho} \sin 2x_0 + \frac{kU_1}{\rho}\left(\sin x_0 + \frac{1}{3} \sin 3x_0\right)$$

Digitized by Google

et comme i est nul pour $x = x_0$, on doit encore écrire :

(10) $$m + kU_1 \cos x_0 - rI_2 \cos 2x_0 = 0.$$

L'élimination de I_2 entre 9 et 10 donne l'équation en x_0 :

(11) $$\frac{r}{\rho}\left(mx_0 + \frac{kU_1}{3}\sin x_0 - \frac{3}{8}kU_1 \sin 3x_0 - \frac{m}{4}\sin 4x_0 - \frac{1}{24}kU_1 \sin 5x_0 + kU_1 x_0 \cos x_0\right) + m\pi + kU_1\pi \cos x_0 = 0$$

que l'on peut écrire :

(12) $$\frac{r}{\rho}\left(A + \frac{kU_1}{m}B\right) = -\left(\pi + \frac{kU_1}{m}\pi \cos x_0\right)$$

en posant :

$$A = x_0 - \frac{1}{4}\sin 4x_0$$

$$B = x_0 \cos x_0 + \frac{1}{3}\sin x_0 - \frac{3}{8}\sin 3x_0 - \frac{1}{24}\sin 5x_0.$$

Influence de r et de ρ. — Supposons que l'on veuille étudier l'influence de r et de ρ sur le fonctionnement de la triode, toutes choses égales d'ailleurs. On construira les courbes :

(13) $$y = A + \frac{kU_1}{m}B$$

(14) $$Z = -\left[\pi + \frac{kU_1}{m}(\pi \cos x_0)\right].$$

De la courbe 13 on déduira facilement tout le réseau des courbes

$$Y = \frac{r}{\rho}y$$

correspondant à différentes valeurs de $\frac{r}{\rho}$. L'intersection de la courbe 2 avec celles du réseau de Y donnera les valeurs de x_0 d'où l'on déduira

(15) $$I_2 = \frac{m + kU_1 \cos x_0}{r \cos 2x_0}$$

puis l'énergie disponible

(16) $$w_u = \frac{1}{2}rI_2^2 = \frac{1}{2r}\left(\frac{m + kU_1 \cos x_0}{\cos 2x_0}\right)^2.$$

La formule 2 donnera d'autre part

$$I_0 = \frac{1}{\pi\rho}\left(m + kU_1 \sin x_0 - \frac{rI_2}{2}\right)$$

et enfin l'énergie totale fournie à la triode sera

$$w_T = V_0 I_0.$$

Digitized by Google

On pourra étudier facilement les meilleures conditions à réaliser.

Pour la triode E 3o3B examinée par M. Marique on a :

$$\rho = 5\,400, \quad k = 13{,}6, \quad V_0 = 1\,800^v, \quad W_0 = 250^v,$$
$$U_0 = U_1 = 300^v, \quad r = 50\,000.$$

On trouve :

$$x_0 = 62^o{,}7, \quad I_2 = 23m\text{A}, \quad I_0 = 22{,}3m\text{A}, \quad w_u = 13{,}3^w, \quad w_T = 40^w;$$

ce sont d'ailleurs les conditions optima.

Si l'on fait varier r et ρ en conservant une valeur constante pour le rapport $\frac{r}{\rho}$, l'équation 12 montre que x_0 ne varie pas. Il résulte alors de l'examen des formules (15) et (16) que, toutes choses égales d'ailleurs, il y a intérêt à employer des lampes de faible résistance.

Influence des autres données. — Pour étudier l'influence de U_1 on écrirait l'équation 12 sous la forme

$$\frac{kU_1}{m}\left(\frac{r}{\rho}B + \pi\cos x_0\right) = -\left(\pi + \frac{r}{\rho}A\right)$$

et on la traiterait comme ci-dessus.

En supposant $U_1 = U_0 = U$, l'influence de U s'obtiendrait en écrivant 12 sous la forme

$$\frac{kU}{V_0 - W_0}\left[\frac{r}{\rho}(A - B) + \pi(1 - \cos x_0)\right] = \pi + \frac{r}{\rho}A.$$

La petite table ci-dessous rend ces calculs très rapides.

x_0	$\pi\cos x_0$	$\pi(1-\cos x_0)$	A	B
40°	2,40	0,74	0,61	0.44
45	2,22	0,92	0.79	0,55
50	2,02	1,12	0,96	0,67
55	1,80	1,34	1.12	0,77
60	1,57	1,57	1,26	0,85
65	1,33	1,81	1.38	0,90
70	1,07	2 07	1,47	0,93
75	0,81	2,33	1,53	0.95
80	0,55	2 59	1,56	0,87

R. MESNY.

Digitized by Google

PREMIÈRE RÉUNION DU COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ

Le Comité consultatif international de Radioélectricité (C.C.I.R.) a été fondé en novembre 1927, par la Conférence Internationale de Radioélectricité de Washington qui précisa ainsi ses attributions :

« Le Comité consultatif international technique des communica-« tions radio-électriques est chargé d'étudier les questions techniques « et connexes qui intéressent les radiocommunications internatio-« nales et qui lui sont soumises par les administrations ou entreprises « privées participantes. Son rôle se limite à émettre des avis sur les « questions qu'il aura étudiées. Il transmet ces avis au Bureau In-« ternational, en vue de leur communication aux administrations « et entreprises privées et intéressées.

« En principe, les réunions du C.C.I.R. ont lieu tous les deux « ans ».

La première session a eu lieu à La Haye, du 18 septembre au 2 octobre 1929. Deux cents délégués environ y représentaient une cinquantaine d'Etats et des compagnies privées ainsi que l'Union de Radiotélégraphie scientifique internationale (U.R.S.I.) et l'Union Internationale de radio-diffusion (U.I.R.)

On trouvera plus loin le texte des questions qui ont été examinées et avis exprimés par le comité ; mais nous allons d'abord jeter un coup d'œil sur les principales de ces questions et y ajouter quelques commentaires.

Le travail avait été préparé par l'administration hollandaise et les sujets à traiter étaient fort bien choisis ; ceux-ci se rapportaient naturellement à toutes les difficultés qui se présentent dans l'établissement de règles précises pour l'organisation des communications radio-électriques. La complexité de ce problème est telle qu'on ne pouvait s'attendre à en voir sortir la solution complète d'une réunion de quinze jours.

On peut dire que le travail du Comité a consisté dans la plupart des cas à consacrer d'une voix autorisée l'usage établi. D'autre part, les

Digitized by Google

discussions, souvent serrées, ont eu le grand avantage de préciser les questions posées, de telle sorte que l'on connaît bien actuellement les énoncés des problèmes à résoudre.

La première question technique posée au C.C.I.R. était la suivante : Que faut-il entendre par puissance d'un émetteur ? On sait combien il est difficile de s'entendre à ce sujet dans le langage courant : l'un compte la puissance d'alimentation totale, l'autre la puissance d'alimentation des plaques le troisième la puissance dans l'antenne Le C.C.I.R. a émis l'avis que cette puissance soit toujours comptée dans l'antenne ; mais quand il s'est agit de dire comment on connaîtrait cette puissance, il a dû se borner à consacrer des usages sans précision. Dans la plupart des cas, cette puissance, sera *estimée* en partant de la puissance mesurée à l'entrée, *en tenant compte* du rendement des organes intermédiaires.

Depuis l'avènement des ondes courtes et surtout des ondes de quelques mètres, il est encore très difficile de trouver les adjectifs et adverbes correspondant à un nombre de mètres déterminés. On saura maintenant que les ondes sont longues au-dessus de 3.000 mètres, moyennes entre 3.000 et 200, intermédiaires entre 200 et 50, courtes entre 50 et 10 très courtes en dessous. Mais n'y a-t-il pas là un accroc aux décisions de Washington qui substituaient la notion de fréquence à celle de longueur d'onde ? En s'exprimant correctement, en fréquence, on ne saura pas davantage comment parler.

La mesure des fréquences et la détermination des tolérances admissibles a fait l'objet de longues discussions. A connaître les nombres astronomiques par lesquels s'expriment actuellement la précision des mesures de laboratoire et à penser aux besoins croissants auxquels donne lieu l'encombrement de l'éther, on pouvait craindre *a priori* des exigences exagérées de certains experts. Rien de semblable ; ici encore tout le monde tomba d'accord du premier coup sur des valeurs moyennes, consacrant l'usage ; on se rattrapa il est vrai en demandant pour demain ou après-demain — *délai aussi court que possible*, dit le texte — des précisions et des tolérances beaucoup plus dures. Par exemple, la fréquence des stations de radio-diffusion devrait être exacte actuellement à 300 cycles seconde près et demain à 50 cycles-secondes.

On a éliminé l'idée d'un centre unique international chargé de contrôler en dernier ressort les valeurs des fréquences contestées, mais on a recommandé la création dans chaque État d'un laboratoire national des mesures de fréquence et la comparaison fréquente des résultats obtenus par les laboratoires des différents pays.

Digitized by Google

On a admis qu'un stabilisateur de fréquence était dès maintenant susceptible de fixer la fréquence d'un émetteur à lampes à 1 ou 2 dix millièmes près dans les cas généraux et à 1 ou 2 cent millièmes pour les postes les plus perfectionnés.

En ce qui concerne l'allocation des fréquences correspondant aux ondes courtes, la délégation américaine proposait un système dit des « channels » dans lequel la gamme utilisable aurait été partagée en tranches de 5 kc/s, chaque tranche pouvant être attribuée à une station. Ce système n'a pas été reconnu satisfaisant. Trop rigide dans l'attribution des fréquences, il n'autorisait pas les petites modifications qui, à la suite d'un accord entre deux ou plusieurs stations qui se gênaient mutuellement, permettent souvent de supprimer tout brouillage. La situation des postes, leurs portées, leurs puissances, forment un ensemble trop complexe et trop mouvant pour prêter à l'application d'une loi simpliste.

Pour contenter tout le monde, après deux ou trois jours passés à rédiger une quinzaine de textes, on a abouti au premier avis de la question 14. C'est un modèle du genre qui peut à peu près se résumer comme suit : On admet les channels, mais comme on sait bien qu'on ne peut pas les appliquer, on ne les utilise pas.

Notons encore qu'on a limité à une centaine de kilowatts la puissance des stations de radiodiffusion de fréquences comprises entre 550 et 1 500 kc/s. Quand à celle des stations de radio-diffusion utilisant des fréquences inférieures à 300 kc/s elle ne doit être accrue que s'il n'en résulte aucun inconvénient pour les autres services.

L'Union internationale de radiodiffusion avait distribué un document demandant l'étude d'une distribution complètement différente des ondes qui lui sont attribuées. Cette question n'était pas au programme et ne pouvait y être, le C.C.I.R. n'ayant aucune qualité pour la traiter.

Cependant, du point de vue général, il est certain que l'arrangement actuel des fréquences n'est pas parfait et que des transformations s'imposent. La délégation espagnole a demandé que le C.C.I.R engage les différentes administrations à étudier cette question en détail avant la prochaine conférence internationale de Madrid (1932). On trouvera plus loin le texte de son vœu.

Enfin, la question des amateurs préoccupait beaucoup un grand nombre d'Etats qui estimaient qu'une entente à ce sujet, au moins en Europe, était indispensable. En dehors du cadre du C.C.I.R., ces Etats se sont réunis pour établir une réglementation commune

Digitized by Google

que l'on trouvera plus loin. Les Etats-Unis et Grande-Bretagne ne participaient pas à ces réunions.

D'après cette entente, la puissance des postes d'amateurs en Europe sera limitée à 50 watts et ils devront être réglés avec des contrôleurs d'une précision de 0,5 0/0 au moins.

Dans les bandes réservées à la fois aux services publics et aux amateurs (3.500 à 4.000 kc/s) par le règlement de Wahsington, les émetteurs ne pourront émettre qu'entre 3.500 et 3.600 kc/s (85m,71 à 83m,33).

Question n° 1. — Organisation du C. C. I. R., notamment en ce qui concerne sa méthode de travail dans l'avenir.

Premier avis. — La Commission d'organisation, considérant :

1° qu'il n'est ni nécessaire, ni possible, d'après le règlement général, de procéder à la constitution d'organismes permanents pour l'étude de questions figurant au programme des réunions du C. C. I. R.,

2° qu'il peut y avoir des questions restées non résolues après les réunions du C. C. I. R.,

émet à l'unanimité l'avis :

1° qu'à la clôture de la réunion du C. C. I. R., le Président lise une liste des questions importantes à résoudre,

2° qu'il demande quelles sont les Administrations désireuses de se charger de la préparation des propositions se rapportant aux dites questions, et prêtes à collaborer avec les Administrations intéressées et les entreprises privées, en vue de transmettre ces propositions à l'Administration qui organisera la prochaine réunion du C. C. I. R.

Deuxième avis. — La Commission d'organisation, après la discussion établie sur la question de l'organisation future du C. C. I. R., à laquelle ont pris part les représentants des pays suivants : Belgique, Espagne, Etats-Unis d'Amérique, France, Grande-Bretagne, Italie, Pays-Bas, Portugal, Suisse, Tchécoslovaquie, Union des Républiques Soviétistes socialistes; après les déclarations du Directeur du Bureau International de l'Union télégraphique touchant les dispositions qu'il compte prendre pour s'attacher la collaboration d'experts techniques, sans qu'il en résulte une augmentation des crédits mis à la disposition du Bureau par les Administrations ;

Digitized by Google

après la déclaration des Etats-Unis d'Amérique, quant aux articles de la convention et du règlement général de Washington, qui se rapportent aux relations du Bureau international avec le C. C. I. R.,

émet à l'unanimité l'avis :

1° qu'il n'est ni nécessaire, ni possible, d'après les textes en vigueur, de procéder actuellement à la constitution d'un Secrétariat permanent pour le C. C. I. R.,

2° qu'il suffit d'établir entre le C. C. I. R. et le Bureau international de l'Union télégraphique une liaison étroite, étant entendu que le rôle du Bureau sera de suivre les divers travaux du C. C. I. R., en vue de la centralisation et de la publication d'une documentation générale à l'usage des Administrations.

Troisième avis. — La Commission d'organisation propose d'adopter le règlement d'organisation ci-après :

Règlement d'organisation du Comité consultatif international technique des communications radioélectriques.

Article premier. — Après la clôture d'une réunion du Comité, l'Administration organisatrice de cette dernière réunion est chargée de terminer, en collaboration avec le Bureau international de l'Union télégraphique, les affaires en instance.

Elle transmet, aussitôt que possible, les documents à l'Administration organisatrice de la réunion suivante.

Art. 2. — Avant la clôture de chaque réunion, le Comité désigne l'Administration qui convoquera la réunion suivante ; il indique les questions nouvelles et celles qui n'ont pas encore reçu de solution ; l'ensemble de ces questions doit être porté au programme de la réunion suivante.

Art. 3. — Dès la fin d'une réunion, toutes les questions nouvelles, non prévues par l'Assemblée, à soumettre au Comité, seront adressées à l'Administration à qui a été confié le soin d'organiser la réunion suivante. Cette Administration inscrira ces questions au programme de la prochaine réunion.

Art. 4. — A la séance plénière de clôture d'une session du Comité, le Président communiquera la liste des questions importantes à résoudre. Il demandera ensuite quelles Administrations désirent se charger de la préparation des propositions se rapportant à ces questions et sont prêtes à collaborer avec les Administrations in-

Digitized by Google

téressées et les entreprises privées en vue de la transmission de ces propositions à l'Administration qui organisera la réunion suivante.

Art. 5. — L'Administration chargée de la gérance du Comité peut correspondre directement avec les Administrations, les Compagnies et les organismes susceptibles de collaborer aux travaux du Comité. Elle remet au moins un exemplaire des documents au Bureau international de l'Union télégraphique.

Art. 6. — Au cours de la première séance, l'Assemblée plénière désigne son président et, sur la proposition de celui-ci, les Vice-présidents et les autres membres du bureau.

Art. 7. — Le Directeur du Bureau international de l'Union télégraphique ou son représentant assiste aux séances et prend part aux discussions avec voix consultative.

Art. 8. — Le Bureau international de l'Union télégraphique assiste aux divers travaux du Comité en vue de la centralisation et de la publication d'une documentation générale à l'usage des Administrations.

Art. 9. — Le secrétariat de la réunion est assuré par l'Administration organisatrice avec la collaboration du Bureau international.

Art. 10. — Les Assemblées plénières s'en tiennent, autant que possible, à approuver ou à rejeter les rapports présentés par les Commissions ou à ordonner, s'il y a lieu, leur renvoi aux Commissions siégeant lors de la réunion du Comité ; s'il s'agit de la séance de clôture les questions non résolues seront inscrites sur la liste visée à l'article 4.

Question n° 2. — Que faut-il entendre par puissance d'un émetteur?

Avis. — La Commission de définitions et de normalisation émet l'avis qu'on convienne d'entendre par puissance d'un émetteur radioélectrique la puissance dans l'antenne.

On entend par antenne le conducteur ou l'ensemble des conducteurs rayonnants.

La puissance dans l'antenne peut être obtenue, soit par mesure directe dans l'antenne elle-même, soit par des mesures effectuées sur une antenne fictive équivalente ou sur d'autres parties de l'émetteur (par exemple, si on le désire, à l'entrée de l'émetteur d'une

Digitized by Google

station mobile) ; dans le cas d'une mesure indirecte, la puissance dans l'antenne sera estimée en tenant compte du rendement des organes intermédiaires.

Dans le cas d'un émetteur radiotélégraphique, on entend par puissance dans l'antenne la puissance mesurée en trait continu.

Dans le cas d'un émetteur à ondes modulées, on entend par puissance dans l'antenne le produit de la résistance totale de l'antenne par le carré de la valeur efficace du courant d'antenne, le taux de modulation ayant la plus grande valeur compatible avec les recommandations du C. C. I. téléphonique (Berlin 1929), c'est-à-dire tel que le niveau des harmoniques de modulation soit inférieur d'au moins 2,3 népers ou 20 décibels à celui de l'onde fondamentale, pour la puissance maximum et pour une fréquence quelconque comprise dans la bande de fréquence à transmettre.

Question n° 3. — Que faut-il entendre par ondes ultra-courtes, ondes courtes, ondes moyennes, ondes longues ?

Avis. — La Commission de définitions et de normalisation émet l'avis que la classification ci après soit adoptée :

Ondes longues.

100 kc/s ..... 3 000 m

Ondes moyennes.

1 500 kc/s ..... 200 m

Ondes intermédiaires.

6 000 kc/s ..... 50 m

Ondes courtes.

30 000 kc/s ..... 10 m

Ondes très courtes.

Question n° 4. — Recommandation pour l'application pratique de l'article 13 du règlement général de Washington, en ce qui concerne les renseignements sur le pouvoir normal de rayonnement des émetteurs à ondes ultra-courtes (1).

(1) Les ondes désignées comme ultra-courtes dans le texte de la question n° 4

Digitized by Google

Avis. — La Commission de définitions et de normalisation émet l'avis que le pouvoir de rayonnement d'un émetteur soit indiqué au moyen des données suivantes :

1° puissance de l'émetteur, définie conformément à l'avis relatif à la question n° 2 du programme ;

2° directivité indiquée, le cas échéant, par la lettre D, suivie de la lettre R, lorsque le système rayonnant est pourvu d'un réflecteur ;

3° azimut de la direction ou des directions de rayonnement maximum exprimé en degrés à partir du nord, de zéro à 360, dans le sens des aiguilles d'une montre.

Exemples :

cas d'une direction privilégiée unique : DR 25°

cas de deux directions privilégiées : DR 25° / DR 45°

En cas d'azimut pouvant varier d'une manière continue entre deux limites, on donnera l'indication de celles-ci.

Exemple : DR 25° à 45°.

Le cas d'un azimut pouvant prendre une valeur quelconque sera indiqué par la lettre T.

Les autres données techniques que l'on jugerait utile de faire connaître pourraient être contenues dans une notice qui serait adressée au Bureau international de l'Union télégraphique.

A titre d'indication, l'annexe suivante donne un procédé de notation permettant, dans un grand nombre de cas, de définir un système rayonnant.

Annexe. — Il est possible de définir avec précision un assez grand nombre de types d'antenne en donnant les indications suivantes :

1° longueur l de la partie utile du fil d'antenne, en exprimant l en longueur d'onde et en le mettant sous la forme

$$l = \frac{a + b + c + \ldots}{2}$$

dans laquelle a, b, c, etc., représentent le nombre de demi-lon-

sont celles qui, en vertu de la réponse établie par la Commission à la question n° 3, sont à présent dénommées « ondes courtes ».

Digitized by Google

gueurs d'onde de distribution de courant, mesurées successivement le long du fil et en employant un nombre nouveau en chaque point où la phase change ;

2° nombre de fils n ;

3° hauteur h_1 du point le plus bas de l'antenne au-dessus de la surface du sol, exprimée en longueurs d'onde ;

4° azimut de la (ou des) direction (s) de maximum de rayonnement, suivant les conventions exposées dans l'avis précédent ;

5° largeur β de l'antenne dirigée, à exprimer en longueurs d'onde;

6° angle Θ, fait par les fils avec l'horizon ;

7° forme du fil, si ce n'est pas un simple fil droit, par exemple s'il s'agit d'une antenne en T ou d'une antenne en L ;

8° hauteur h_2 de la partie horizontale du fil au-dessus du sol, exprimée en longueurs d'onde

Exemples :

1° 12 kW ; DR 160° + 160° ; $n = 24$;

$$l = \left(\frac{3}{2}\right); \qquad \beta = 11\,1/2; \qquad h_1 = 1/2; \qquad \Theta = 90°.$$

Ceci représente un émetteur d'une puissance de 12 kW dans l'antenne, pourvu d'une antenne dirigée, qui peut émettre à volonté soit dans la direction 160°, soit dans la direction 160° + 180°, et dont les fils effectifs, au nombre de 24, ont une longueur de 1 longueur d'onde et demie avec une distribution de courant telle que le montre la figure 1.

La largeur de l'antenne dirigée est de 11 longueurs d'onde et demie, la hauteur du point le plus bas du fil au-dessus du sol est une demi-longueur d'onde, et les fils sont verticaux.

2° 1 kW; $n = 1$; $l = \left(\frac{2}{2}\right)$; $\Theta = 0$; $h_1 = 1/2$.

Ceci représente un émetteur d'une puissance de 1 kW dans l'antenne, pourvu d'une antenne horizontale unifilaire, à une demi-longueur d'onde au-dessus du sol, d'une longueur de 1 longueur d'onde, avec une distribution de courant telle que le montre la figure 2.

3° 1 kW; $n = 1$; $l = \left(\frac{1/2 + 1}{2}\right)$; $\Theta = 90°$; $h_1 = 0$.

Digitized by Google

Ceci représente un émetteur d'une puissance de 1 kW dans l'antenne, pourvu d'une antenne verticale unifilaire d'une longueur

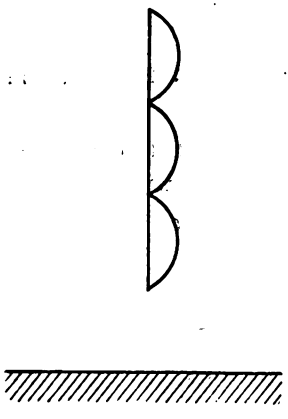


Fig. 1.

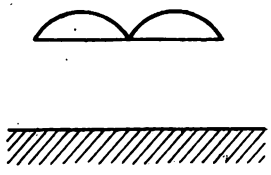


Fig. 2.

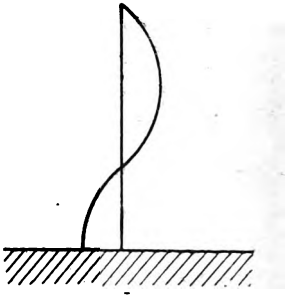


Fig. 3.

de 3/4 de longueur d'onde, mise à la terre à l'extrémité inférieure, avec une distribution de courant telle que le montre la figure 3.

Question n° 5. — Etude des mesures à prendre pour que les fréquencemètres employés pour le réglage des appareils de transmission soient étalonnés d'une façon aussi précise que possible, par comparaison avec leurs instruments-étalons nationaux (article 3, § 2, du règlement général). Etude de l'organisation d'un service international permanent de contrôle des fréquences.

Question n° 6. — Etude des moyens dont dispose actuellement la technique, pour maintenir les ondes émises par une station aussi exactement que possible à la fréquence autorisée, et recommandation pour la fixation de la tolérance admissible pour l'écart entre la fréquence moyenne des émissions et la fréquence notifiée (article 4, §§ 2 et 3, du règlement général).

La Commission de collaboration propose les avis suivants :

Premier avis. — Il serait peut-être possible d'établir un étalon international absolu de fréquence qui, au point de vue scientifique, pourrait être intéressant.

Mais, eu égard à l'état de la technique et aux nécessités pratiques, il est estimé non désirable d'établir actuellement un tel étalon

Digitized by Google

absolu d'usage mondial ; il convient de laisser à chaque pays le soin d'établir ses étalons nationaux, sous réserve que tous les efforts soient faits pour comparer entre eux les étalons des divers pays et les perfectionner sans cesse.

Deuxième avis. — 1. — Les définitions ci-après ont été admises pour éviter toute erreur d'interprétation :

fréquencemètre-étalon absolu de fréquence : dispositif de mesure permettant d'évaluer une fréquence en fonction de la seconde de temps solaire moyen ;

fréquencemètre : appareil industriel de mesure de fréquence permettant les mesures dans une certaine gamme ;

étalon secondaire de fréquence : appareil susceptible de produire une fréquence avec une constance telle que l'étalon absolu de fréquence ne puisse y mettre en évidence aucune variation.

2. — Pour comparer entre eux les étalons secondaires, c'est-à-dire les étalons de fréquence nationaux, la technique dispose de diverses méthodes, dont les suivantes :

a) Méthodes avec transport d'appareil :

1° comparaison directe de deux fréquencemètres,

2° comparaison de plusieurs fréquencemètres avec un appareil itinérant, c'est-à-dire avec un appareil qu'on transporterait d'un pays à l'autre.

b) Méthodes sans transport d'appareil :

1° émission d'ondes étalonnées, qu'elles soient étalonnées en haute fréquence ou en basse fréquence (ondes modulées) ;

2° mesures simultanées d'une même onde émise non étalonnée, mais suffisamment stable pour permettre des mesures concordantes.

Il a été estimé que toutes ces méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients, qu'elles ont toutes, dès maintenant, une précision suffisante pour la pratique ; aussi convient-il de n'en rejeter aucune, mais de les utiliser parallèlement en s'efforçant de les perfectionner sans cesse.

Troisième avis. — 1. — Les fréquencemètres utilisés dans les stations émettrices doivent être à la fois exacts, précis et constants.

Avec les appareils non munis de dispositifs spéciaux (ther-

Digitized by Google

mostats, cristaux, etc.), il est possible d'atteindre une précision d'étalonnage de un dix-millième (1/10 000).

Par des dispositions et avec des précautions spéciales, il est possible d'atteindre une précision de deux à cinq cent-millièmes (2/100 000 à 5/100 000).

Pour les appareils destinés aux stations côtières, aux stations mobiles (navires et aéronefs), ainsi que pour ceux qui doivent être utilisés dans des contrées éloignées dans des conditions locales et climatériques défavorables comme dans les Colonies, la précision d'étalonnage ne dépasse guère trois à quatre millièmes (3/1 000 à 4/1 000) à l'heure actuelle, mais on exprime l'espoir que les constructeurs pourront fournir des instruments de mesure simples et pratiques, convenant aux climats tropicaux et donnant une précision supérieure.

2. — En ce qui concerne les étalons absolus de fréquence et les étalons secondaires, la précision de l'étalonnage à atteindre est au minimum de un cent-millième (1/100 000).

3. — Il convient que des efforts soient faits pour accroître les précisions sus-indiquées.

4. — La précision des fréquencemètres employés doit en tous cas être telle qu'elle permette au poste intéressé de se maintenir dans les limites de la tolérance indiquée au tableau figurant dans le quatrième avis ci-après.

Quatrième avis. — La tolérance telle qu'elle est définie par la Commission est l'écart maximum admissible entre la fréquence nominale notifiée au Bureau international de l'Union télégraphique et la fréquence moyenne réellement émise qui en est la plus éloignée. Cet écart résulte de la combinaison de trois erreurs :

a) de l'erreur d'étalonnage du fréquencemètre employé pour la mesure de l'onde émise,

b) de l'erreur faite lors du réglage du poste,

c) des variations lentes de la fréquence de l'émetteur (instabilité).

Il n'est pas tenu compte de la modulation.

Les tolérances admissibles pour les différentes marges de fréquences et les divers services sont indiquées au tableau ci-après :

Digitized by Google

Tableau des tolérances de la fréquence de l'onde moyenne réellement émise par rapport à la fréquence de l'onde nominale.

Catégories d'émissions	Tolérances	
	applicables immédiatement	applicables dans un délai aussi court que possible
A. De 10 à 550 kc/s (30 000 à 545 m) :	±	±
a) Stations fixes	0,1 %	0,1 %
b) Stations terrestres	0,1 %	0,1 %
c) Stations mobiles utilisant une onde quelconque à l'intérieur de la bande, pendant la durée d'une émission	0,5 %	0,5 %
B. De 550 à 1 500 kc/s (545 à 200 m) :		
Stations de radiodiffusion	0,3 kc/s	0,05 kc/s
C De 1 500 à 6 000 kc/s (200 à 50 m) :		
a) Stations fixes	0,05 %	0,02 %
b) Stations terrestres	0,10 %	0,02 %
c) Stations mobiles utilisant une onde quelconque à l'intérieur de la bande, pendant la durée d'une émission	5 kc/s	5 kc/s
d) Stations fixes et terrestres de faible puissance (jusqu'à 250 watts-antenne, travaillant dans les bandes communes aux services fixes et mobiles, pendant la durée d'une émission	5 kc/s	5 kc/s
D De 6 000 à 23 000 kc/s (50 à 13 m :		
a) Stations fixes	0,05 %	0,01 %
b) Stations terrestres	0,10 %	0,02 %
c) Stations mobiles utilisant une onde quelconque à l'intérieur de la bande, pendant la durée d'une émission	10 kc/s	5 kc/s
d) Stations fixes et terrestres de faible puissance (jusqu'à 250 watts-antenne) travaillant dans les bandes communes aux services fixes et mobiles pendant la durée d'une émission	10 kc/s	5 kc/s

La gêne causée par une station émettrice dépend non seulement de la variation lente de sa fréquence moyenne, mais également de la variation rapide de celle-ci ; il convient de s'efforcer à réduire au minimum ces variations.

Cinquième avis. — 1. — La fréquence d'émission d'un poste à

Digitized by Google

lampes peut être maintenue constante par divers procédés appartenant notamment aux trois groupes suivants :

a) maître-oscillateur spécialement étudié,

b) maître-oscillateur stabilisé par un oscillateur mécanique (quartz, diapason ou magnétostriction),

c) maître-oscillateur à régulateur de fréquence.

La constance de température, essentielle dans la plupart des cas, est assurée par thermostat à fonctionnement continu ou discontinu.

Dans les stations à alternateur, la stabilisation de fréquence est assurée par des régulateurs mécaniques ou électriques.

2 .— Certains documents présentés au C. C. I. R. donnent des renseignements intéressants concernant les dispositifs de ce genre. (Voir notamment les documents n° 54 (Allemagne) et n° 55 (Etats-Unis d'Amérique).

3. — Parmi les dispositifs stabilisateurs de fréquence actuellement connus pour les postes à lampes, il existe des appareils relativement simples et pratiques permettant, lorsqu'ils travaillent dans de bonnes conditions, de réaliser une constance de fréquence de un à deux dix-millièmes (1/10 000 à 2/10 000).

Avec des appareils plus complexes et plus coûteux, on peut s'attendre à une constance de un à deux cent-millièmes (1/100 000 à 2/100 000) et l'on entrevoit pour l'avenir des constances encore supérieures.

En ce qui concerne les stations à ondes longues avec alternateurs munis de régulateurs, la constance obtenue est de l'ordre de plus ou moins un millième (1/1 000).

Sixième avis. — La Commission émet les vœux :

1. — que toute station fixe ou terrestre, toute station de services spéciaux, soit munie d'un fréquencemètre ayant au moins la précision indiquée au troisième avis, sous 4, ou d'un dispositif équivalent, étant entendu que, sous le nom de dispositif équivalent, on comprend les dispositifs de stabilisation ayant au moins la même efficacité, ou une organisation permettant de procéder très souvent à des mesures de fréquences à distance. Il est cependant recommandé que toute station dont la fréquence est susceptible de varier par suite de circonstances locales, soit munie d'un fréquencemètre ;

2. — que chaque pays veuille bien prendre les dispositions efficaces pour veiller à ce que les amateurs restent bien à l'intérieur de la bande de fréquences qui leur est attribuée, en particulier en

Digitized by Google

imposant aux amateurs, s'il y a lieu, l'emploi d'un fréquencemètre ou de tout dispositif équivalent ;

3. — que, pour les stations de bord des navires, la fréquence d'émission soit vérifiée le plus souvent possible par le service d'inspection dont elles relèvent ; toutefois, il est recommandé que les stations émettant sur des fréquences supérieures à 6 000 kc/s (ondes inférieures à 50 m), soient munies d'un fréquencemètre ;

4. — que, pour les stations d'aéronefs, il est désirable que les Administrations prennent les mesures nécessaires pour maintenir la fréquence des émetteurs de leurs aéronefs respectifs dans les limites prescrites par le C. C. I. R.

Septième avis. — 1. — Il est désirable qu'il soit établi par chaque nation, un laboratoire national muni d'un étalon de fréquence devant servir de base aux mesures de fréquences pour les stations de cette nation.

2. — Il sera demandé au Bureau international des Poids et Mesures, qu'il veuille bien étudier la possibilité d'organiser des comparaisons internationales d'étalons nationaux de fréquence.

3. — Chaque pays sera libre d'organiser, comme il lui conviendra, la mesure des fréquences des stations relevant de ce pays, en prenant comme base son étalon national.

4. — Cette organisation n'empêche pas des pays, dès organismes exploitants ou des groupements d'organismes exploitants de conclure des accords entre eux pour établir des laboratoires et des stations de mesures chargés d'effectuer le contrôle pour une ou plusieurs des gammes de fréquences plus ou moins étendues ; il est désirable, au contraire, que de semblables laboratoires et stations de mesures continuent à fonctionner ou soient créés.

Huitième avis. — En raison du brouillage intense produit par les ondes amorties, la Commission émet le vœu que les diverses Administrations cherchent à activer, dans la mesure des possibilités, la suppression des stations émettrices en ondes amorties (type B), de plus de 300 watts, avant les dates-limites indiquées à l'article 5, § 8, du règlement général de Washington.

Avis connexe. — La Commission de collaboration recommande que les Administrations se donnent mutuellement connaissance, par l'intermédiaire du Bureau international de l'Union télégraphique, de leurs différentes méthodes de construction des étalons

Digitized by Google

et de la comparaison de ceux-ci pour permettre le perfectionnement des étalons nationaux.

Question n° 7. — Etude de la largeur d'une bande de fréquence occupée par l'émission d'une station pour chaque type de communication et d'onde et recommandation pour la fixation des maxima admissibles (articles 4, § 4, du règlement général).

Question n° 8. — Recommandation pour fixer d'après les possibilités reconnues comme réalisables par les études indiquées aux questions n°s 6 et 7 du programme :

a) **La séparation nécessaire en cycles ou kilocycles entre deux fréquences successives d'un même service pour que les stations auxquelles ces fréquences sont attribuées ne causent pas de brouillage entre elles ;**

b) **La distance, également en cycles ou kilocycles, à observer entre la fréquence d'une station appartenant à un service déterminé et la limite de la bande qui est attribuée à ce service, pour ne pas produire de brouillage nuisible dans le travail des stations appartenant aux services auxquels sont attribuées les bandes de fréquences immédiatement voisines (article 4, § 5, du règlement général).**

Question n° 14 — Etude de l'attribution d'ondes ultra-courtes aux services nationaux (article 5 du règlement général).

Premier avis. — Le C. C. I. R., envisageant le développement des communications mondiales par fréquences supérieures à 6 000 kc/s, recommande, pour en faciliter l'emploi méthodique dans l'avenir au fur et à mesure des progrès de la technique, que les Administrations n'attribuent, dans les bandes de cette partie du spectre, exclusivement réservées aux services fixes, que des fréquences exprimées autant que possible par des nombres de kc/s multiples de 5.

Il est entendu que la technique actuelle, surtout dans les plus hautes fréquences, ne permet pas toujours de faire travailler simultanément deux stations sur deux fréquences ne différant que de 5 kc/s et que la pratique actuelle montre qu'une différence de fréquences d'environ 0,1 % entre deux stations télégraphiques est gé-

Digitized by Google

néralement désirable pour obtenir une protection suffisante contre le brouillage.

Toutefois, lorsque les diverses conditions le permettent, les stations télégraphiques peuvent travailler avec un intervalle de fréquences inférieur à 5 kc/s.

Il est recommandé de plus que, dans toute bande exclusivement réservée aux services fixes, les fréquences utilisées par une même Administration ou une même entreprise privée soient autant que possible groupées ensemble.

Deuxième avis. — Dans le même but, le C. C. I. R. recommande aux Administrations d'envoyer, le cas échéant, au Bureau international de l'Union télégraphique, en même temps que les notifications de fréquences prévues à l'article 5, § 17, du règlement général de Washington, les renseignements suivants :

1° situation géographique du transmetteur ;
2° fréquence (longueur d'onde) ;
3° indicatif d'appel proposé ;
4° puissance prévue dans l'antenne ;
5° type d'émission (A1, A2, A3) ;
6° fréquence (ou fréquences) de modulation, s'il y a lieu ;
7° vitesse normale de transmission ;
8° directivité de l'antenne (voir l'avis relatif à la question n° 4 du programme) ;
9° nature du service et pays avec lesquels une communication est prévue ;
10° date prévue d'achèvement de la station ;
11° date de mise en service de la station (par une notification ultérieure).

Le C. C. I. R. recommande également aux Administrations d'adresser le plus tôt possible au Bureau international de l'Union télégraphique les mêmes renseignements concernant les stations en service ou celles dont les fréquences ont déjà été notifiées.

Le C. C. I. R. recommande enfin que le Bureau international de l'Union télégraphique veuille bien rassembler ces renseignements dans une publication commode à consulter.

Troisième avis. — Le C. C. I. R., ayant considéré les quelques systèmes-types de transmission ci-après, estime qu'en l'état actuel de la technique la bande totale de fréquences sur laquelle s'étend généralement leur transmission est la suivante :

Digitized by Google

Système-type	Bande de fréquences totale (en plus et en moins) en cycles
Code Morse international par 100 mots à la minute en télégraphie sur onde entretenue *non* modulée. . .	de 160 à 240 c/s.
Code Morse international en télégraphie sur onde entretenue modulée.	le nombre de cycles donné par la ligne précédente pour la vitesse utilisée plus deux fois la fréquence de modulation.
Transmission des fac-similés et des images.	de 2 000 à 10 000 c/s.
Télévision.	de 10 000 à 100 000 c/s.
Téléphonie commerciale	6 000 c/s.
Téléphonie de radiodiffusion . . .	de 10 000 à 20 000 c/s.

Quatrième avis. — Le C. C. I. R., considérant les prescriptions de l'article 11, § 4, du règlement général de Washington, attire à nouveau l'attention sur l'importance essentielle de la sélectivité des appareils de réception. Il estime qu'en ce qui concerne la séparation nécessaire entre les fréquences utilisées par deux stations travaillant sur des fréquences voisines, il doit être tenu compte de cette sélectivité au même titre que de la tolérance et de la largeur de la bande d'émission.

Le C. C. I. R. reconnaît que tout bon récepteur moderne doit être établi pour recevoir non pas la seule fréquence assignée, mais la bande de fréquence, correspondant à l'émission désirée. L'étude des méthodes de réception dont on dispose actuellement montre qu'il est possible d'établir un récepteur qui, tout en admettant une bande de fréquence égale à celle de l'émission considérée, présente une atténuation finale importante pour toutes les fréquences qui se trouvent en dehors d'une bande dont le centre coïncide avec la fréquence de l'émission à recevoir et dont la largeur est égale au double de la bande de communication en cause.

Toutefois, il est reconnu que la grande majorité des récepteurs actuellement employés, surtout pour la réception des ondes courtes, est loin d'atteindre une telle sélectivité. En raison du grand nombre de stations actuellement en projet, il sera sans doute bientôt nécessaire d'employer des récepteurs de sélectivité comparable à celle définie ci-dessus.

Cinquième avis. — Le C. C. I. R., considérant que l'utilisation optimum de la bande de fréquences allant de 1 500 à 23 000 kc/s,

Digitized by Google

doit tenir compte des propriétés différentes de ces ondes en ce qui concerne leur propagation, recommande aux Administrations d'attribuer aux services fixes les fréquences contenues dans ces bandes en s'inspirant des principes suivants :

a) Les fréquences de 6 000 à 23 000 kc/s (1 (ondes de 50 à 13 m), sont en principe réservées aux communications à grande distance (règlement général de Washington, note au bas du tableau de l'article 5). Toutefois, lorsqu'il fait jour à la station d'émission (c'est-à-dire depuis environ deux heures après le lever du soleil jusqu'à environ deux heures avant son coucher), on peut émettre sur des fréquences allant de 6 000 kc/s à environ 9 000 kc/s (1) (ondes de 50 à 33 m) pour des communications à moyenne distance.

b) Les fréquences entre 6 000 et 3 500 kc/s (1) (ondes de 50 à 85 m), sont en principe réservées aux communications à moyenne distance.

c) Les fréquences entre 3 500 et 1 500 kc/s (1) (ondes de 85 à 200 m), sont en principe utilisées pour les communications à plus courte distance.

Pour faciliter l'application de ces principes, on recommande, en ce qui concerne les communications à distances courte et moyenne, la conclusion d'accords régionaux entre Administrations de pays voisins.

Sixième avis. — Le C. C. I. R., prévoyant qu'un grand nombre de stations vont vraisemblablement venir se placer dans les bandes mixtes (services fixes et mobiles) au-dessus de 6 000 kc/s, attire l'attention sur l'importance qu'il y aura à ce que ces stations soient dotées d'un matériel moderne aussi bien de transmission que de réception, faute de quoi le trafic pourra devenir très difficile dans ces bandes.

Question n° 9. — Etude des moyens dont dispose actuellement la technique pour éviter dans la mesure du possible les émissions qui ne sont pas essentielles au type de la communication effectuée par une station (article 4, § 2, du règlement général).

Avis. — La Commission d'exploitation recommande que le document n° 12 (Annexe I) soit accepté comme un exposé suffisamment détaillé de la question posée. Il estime qu'il n'y a pas lieu d'établir de règle sur ce sujet à l'heure actuelle.

(1) Les fréquences indiquées ici ne sont, bien entendu, qu'approximatives

Digitized by Google

Question n° 10. — Organisation d'études à faire, d'entente internationale, sur divers phénomènes intéressant de près le développement du trafic radioélectrique (par exemple, fading, effets directifs, « skip-distance », brouillages atmosphériques, etc.).

Avis. — La Commission d'organisation est d'avis que les études qu'elle vise rentrent dans le cadre de celles qui ont fait l'objet du vœu émis par la Commission à sa séance du 27 septembre 1929, et doivent en conséquence être effectuées conformément aux dispositions de l'article 4 du règlement d'organisation du C. C. I. R.

Question n° 11. — Uniformisation, dans la mesure du possible, des conditions techniques imposées aux titulaires de licences d'amateurs.

Avis. — La Commission de définitions et de normalisation reconnaît qu'il n'est pas possible actuellement de poser des règles relatives aux licences d'amateurs qui soient applicables dans tous les pays du monde, et que cette question devra faire l'objet, soit d'accords régionaux, soit de décisions nationales.

Question n° 12. — Etude de l'attribution d'ondes à l'aéronautique (Article 5, § 14, du règlement général).

Avis. — La Commission d'exploitation propose l'avis suivant.

Le Comité consultatif international technique des communications radioélectriques, émet l'avis qu'il n'a pas qualité pour se prononcer sur la question de savoir si les ondes de l'aéronautique conviennent ou non à ce service.

Il constate simplement que les ondes en question ont été choisies dans les bandes réservées aux différents services. Il émet l'avis que la conférence de Washington n'a pas institué d'organisation chargée d'attribuer des ondes, mais que, dans le cas présent, c'est le paraphe premier de l'article 5 du règlement général de Washington qui est applicable.

Question n° 13. — Etude de l'attribution d'ondes à la police criminelle (Article 5, § 15, du règlement général).

Avis. — La Commission d'exploitation propose l'avis suivant.

Le Comité consultatif international technique des communications radioélectriques, est d'avis que la Conférence de Washington n'a institué aucun organisme autorisé à attribuer des longueurs d'onde pour des buts spéciaux.

Digitized by Google

Le Comité doit, par conséquent, se borner à recommander l'application des prescriptions de l'article 5, § 1er, du règlement général.

Question n° 14. — Voir sous questions nos 7, 8 et 14.

Question n° 15. — Recommandation pour la limitation de l'efficacité des stations de radiodiffusion et pour une formule éventuelle de réglementation pour cette limitation.

Avis. — La Commission d'exploitation propose l'avis suivant.

En ce qui concerne la limitation de la puissance des stations de radio-diffusion utilisant des fréquences inférieures à 300 kc/s (longueurs d'onde supérieures à 1 000 m), le Comité consultatif international technique des communications radioélectriques, ayant considéré les besoins des services aéronautiques, recommande à toutes les stations de radiodiffusion d'observer rigoureusement les prescriptions de l'article 5, § 6, du règlement général de Washington, par lesquelles l'augmentation de leur puissance est interdite, s'il doit en résulter des inconvénients pour les services de radiocommunication existants.

Pour les services de radiodiffusion utilisant des fréquences comprises entre 550 et 1 500 kc/s (545 et 200 m), le Comité émet l'avis suivant, *qui ne s'applique qu'aux stations européennes, à l'exception de celles de l'U. R. S. S.*

Les stations de radiodiffusion qui utilisent des fréquences comprises entre 550 et 1 500 kc/s (545 et 200 m), devront limiter provisoirement leur puissance à une centaine de kilowatts.

Question n° 16. — Communications radiotéléphoniques entre stations mobiles et stations terrestres et raccordement de ces liaisons aux réseaux téléphoniques.

Avis. — La Commission d'exploitation propose l'avis suivant.

Le Comité consultatif international technique des communications radioélectriques, est d'avis que l'expérience acquise sur la question n'est pas encore suffisante pour lui permettre de fixer des règles à ce sujet (1).

(1) Il est bien entendu que ces questions font partie du programme des études entreprises par la cinquième Commission du C. C. I. téléphonique, en ce qui concerne la coordination des liaisons radiotéléphoniques avec les réseaux téléphoniques publics.

Digitized by Google

Question connexe. — Communications par fil et radiotéléphonie.

Avis. — Le Comité consultatif international technique des communications radioélectriques accepte d'utiliser le document n° 16, (Annexe II), comme base de travail pour l'étude complète de la question de coordination entre la téléphonie par fil et la radiotéléphonie (1).

Questions renvoyées à la prochaine réunion en 1931.

Première question. — Quels sont les moyens les plus convenables au point de vue de la technique pour assurer la bonne organisation d'un service commercial de radiotéléphonie (particulièrement à grande distance) raccordant des stations mobiles — et notamment des bateaux portant des passagers — aux réseaux téléphoniques publics ?

Administration centralisatrice : Allemagne.

Administrations collaboratrices : Espagne, Etats-Unis d'Amérique, France, Grande-Bretagne, Japon et Pays-Bas.

Deuxième question. — Coordination de la radiotéléphonie entre stations fixes avec la téléphonie sur le réseau terrestre, en particulier quant aux questions suivantes :

a) Quelle est la méthode la plus convenable pour mesurer les bruits dans les conditions spéciales d'un circuit radiotéléphonique ?

Quelle doit être la limite maximum tolérable du bruit mesuré par cette méthode ?

b) Quel instrument pourrait convenir pour permettre à l'opérateur spécial qui se trouve au point de jonction entre la liaison radiophonique et le circuit métallique de mesurer le volume de la voix ?

Administration centralisatrice : France.

Administrations collaboratrices : Allemagne, Etats-Unis d'Amérique, Grande-Bretagne, Indes néerlandaises et Pays-Bas.

Troisième question. — Etude et perfectionnement des méthodes dont dispose la technique pour maintenir constante la stabilité d'un émetteur.

Administration centralisatrice : Etats-Unis d'Amérique.

Administrations collaboratrices : Allemagne, Grande-Bretagne, Italie, Japon et U. R. S. S.

En outre, la collaboration de l'U. I. R. est acceptée avec plaisir.

(*A suivre*).

Digitized by Google

LES REDRESSEURS A VAPEUR DE MERCURE A HAUTE TENSION CONTINUE APPLICATION A L'ALIMENTATION DES POSTES ÉMETTEURS DE T. S. F.

par Marcel Demontvignier,

Ingénieur E.P.C.I.,
Chef du Service Technique de la Société Anonyme Hewittic.

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur, après avoir rappelé sommairement le principe et les propriétés fondamentales des redresseurs à vapeur de mercure à ampoule de verre, examine leur application à l'alimentation des postes de T. S. F., les avantages qu'ils présentent pour cette application et décrit un certain nombre d'installations réalisées jusqu'ici.

Les exigences sans cesse plus impérieuses du trafic radiotélégraphique ou de la radiodiffusion, obligent de plus en plus les postes émetteurs à augmenter leur puissance, en même temps que les tensions utilisées sur les circuits anodiques; les moyens employés jusqu'ici pour l'alimentation de ces circuits : génératrices tournantes, ou redresseurs thermioniques sont devenus complètement insuffisants. Il y a quelques années, nous avons entrepris l'adaptation des redresseurs à vapeur de mercure à cet usage, et cette étude nous a permis de réaliser un certain nombre d'installations dont le fonctionnement s'est montré entièrement satisfaisant; l'expérience de ces installations nous permet de dire que le redresseur à vapeur de mercure, convenablement adapté, constitue actuellement le meilleur procédé d'alimentation des circuits anodiques de postes émetteurs à triodes de moyenne et grande puissance.

Nous examinerons d'abord, dans la présente étude, les conditions que doit remplir un générateur de haute tension continue, destiné à l'alimentation d'un circuit anodique de poste émetteur à triodes; nous rappellerons ensuite les propriétés fondamentales des redresseurs à vapeur de mercure, les montages qu'on peut utiliser pour les adapter aux conditions précédentes, et nous terminerons enfin par quelques exemples d'installations.

---

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F, le 22 janvier 1930.

Digitized by Google

Caractéristiques des générateurs de tension anodique pour postes émetteurs. — Les postes émetteurs de T.S.F. utilisent sur leurs circuits anodiques des tensions et des puissances très variables : en ce qui concerne les premières, elles varient pour les postes puissants de 6000 volts à 24000 volts, les puissances correspondantes pouvant aller jusqu'à 500 kilowatts. Il est généralement nécessaire de pouvoir obtenir une tension réglable depuis une valeur aussi basse que possible jusqu'à la valeur maximum.

La tension donnée par le générateur doit être aussi peu ondulée que possible, le taux de modulation admis ne devant pas dépasser $\pm$ 1 % dans le cas de la télégraphie, et $\pm$ 0,05 % par exemple pour la fréquence 50 dans le cas de la téléphonie. Ces valeurs très faibles ne peuvent être obtenues que par un filtrage.

La tension continue donnée par le générateur doit de plus être aussi peu variable que possible en fonction de la charge.

Le générateur doit enfin résister sans avaries aux surcharges et court-circuits francs que comporte l'exploitation ; dans le cas de postes émetteurs très puissants, utilisant un grand nombre de triodes en parallèle, on exige parfois une autre condition : celle d'un courant de court-circuit limité à une valeur peu élevée, atteignant par exemple, six fois la valeur du courant de pleine charge. Cette condition est imposée en prévision d'un phénomène désigné par les Américains sous le nom de « Rocky Point effect », du nom du poste émetteur où il se manifesta pour la première fois : ce phénomène consiste dans des court-circuits internes, se produisant parfois sans cause apparente dans une triode marchant en parallèle avec un grand nombre de ses semblables ; la cause de ces court-circuits est mal connue ; mais on sait que si le courant est limité par une cause quelconque et rapidement coupé, ils n'entraînent aucun dommage pour la triode, et le poste peut être remis en marche aussitôt.

La condition de limitation du courant de court-circuit semble contredire celle de la faible variation de la tension en fonction de la charge ; nous verrons plus loin qu'il est très facile de les concilier par l'adoption d'un montage convenable sur les redresseurs à vapeur de mercure. Nous verrons de plus, que ceux-ci satisfont bien à toutes les conditions précédentes, auxquelles ils ajoutent encore l'avantage d'un excellent rendement.

Rappel des propriétés fondamentales des ampoules a mercure. — Une ampoule à mercure se compose (fig. 1) d'un récipient en verre

Digitized by Google

de forme particulière, dans lequel se trouve une masse de mercure C réunie électriquement à l'extérieur, et un certain nombre d'électrodes telles que A_1, A_2, A_3, a_1, a_2, formées de graphite, ou d'une autre matière inattaquable à la vapeur de mercure, et réunies aussi électriquement d'une manière étanche à l'extérieur. L'ensemble ayant été soigneusement évacué par les procédés ordi-

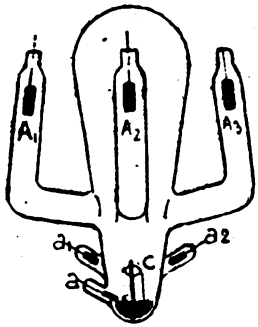


Fig. 1. — Ampoule à mercure.

naires de la technique du vide, puis scellé, possède alors les propriétés suivantes : si on établit une tension continue entre le mercure C, servant de cathode, et l'une quelconque des électrodes, le courant peut passer à l'intérieur de l'ampoule, donnant naissance à un arc à mercure en courant continu. On remarque alors à la surface du mercure une tache brillante, connue sous le nom de *tache cathodique ;* cette tache se déplace au hasard mais peut aussi venir se fixer sur une partie métallique, en tungstène par exemple, convenablement disposée. Au-dessus de la tache cathodique, on distingue un *espace obscur* de longueur variable, pouvant atteindre une dizaine de centimètres ; enfin, au delà de cet espace sombre se trouve une région lumineuse, d'éclat généralement uniforme, emplissant le bras d'anode jusqu'à celle-ci : cette région porte le nom de *colonne positive.*

La tache cathodique ne peut subsister que si le courant qui la traverse est supérieur ou égal à une valeur minimum comprise entre 2 et 3 ampères.

La chute de tension entre anode et cathode, désignée plus brièvement sous le nom de *chute de tension dans l'arc* varie assez peu dans les conditions pratiques d'emploi : elle reste aux environs de 15 à 20 volts, quelle que soit la valeur du courant utilisé. Ceci constitue une différence fondamentale avec les valves thermioniques dont

Digitized by Google

la chute interne croît considérablement avec l'intensité à cause de la saturation.

Pour produire un arc à courant continu entre une des anodes et la cathode, il ne suffit pas d'établir entre elles une tension continue : il faut encore produire initialement la tache cathodique : on y parvient généralement par rupture d'un courant entre la cathode et une électrode auxiliaire *a*, dite *électrode d'allumage*. Cette électrode est actuellement rendue mobile dans les ampoules de la Société Hewittic par montage à l'extrémité d'une lame bimétallique ; nous renverrons pour la description de ce dispositif à nos publications antérieures (1). L'allumage se fait ainsi en laissant l'ampoule immobile.

Supposons maintenant établi un arc à courant continu entre une anode telle que a_1 et la cathode ; supposons, en outre, qu'on établisse sur les anodes A_1, A_2 et A_3 des tensions variables ; l'expérience montre les propriétés suivantes : si la tension appliquée entre anode et cathode est négative, aucun courant ne circule ; si on la fait croître jusqu'à la rendre positive, on constate que pour une certaine valeur, connue sous le nom de *tension d'amorçage* un arc prend naissance, la tension entre anode et cathode tombant alors brusquement à la valeur de la chute de tension dans l'arc, et le courant étant déterminé seulement par le circuit extérieur.

Nous verrons plus loin que la considération de la tension d'amorçage joue un rôle essentiel dans l'application des ampoules à mercure à la production des hautes tensions continues. Nous examinerons tout d'abord le montage classique du redresseur polyphasé.

Redresseur a mercure polyphasé normal. — Le montage classique est celui représenté par la fig. 2 : un transformateur polyphasé, à secondaire couplé en étoile, alimente par chacune de ses extrémités de phases secondaires une des anodes de l'ampoule, toutes les anodes en question étant disposées symétriquement, la tache cathodique étant entretenue indépendamment par les anodes a_1 et a_2 et un dispositif connu sous le nom de *dispositif d'entretien de l'arc* par lequel nous n'insisterons pas. Supposons qu'on intercale entre la cathode C et le neutre N du secondaire, un circuit de débit quelconque : chaque phase du secondaire pourra y débiter par

(1) Voir en particulier : M. Demontvignier : Progrès récents des Redresseurs à mercure à ampoule de verre, *Bulletin de la Société Belge des Electriciens*, t. 43, n° 4, avril 1929.

Digitized by Google

l'intermédiaire de l'anode et du bras d'ampoule correspondant. Supposons la phase 1 en débit ; représentons graphiquement (fig. 3) les tensions secondaires entre neutre et phase : dans toutes les applications aux redresseurs à haute tension, on peut négliger la chute de tension dans l'arc devant les tensions alternatives. Nous pouvons donc dire que, tant que l'anode 1 débitera, elle transmettra au circuit NC la tension de phase 1, et le potentiel de la cathode C sera sensiblement égal à celui de l'anode 1 ; celle-ci continuant à débiter, il arrivera un moment où le potentiel de

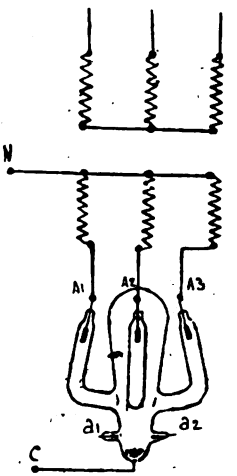


Fig. 2. — Montage classique du redresseur polyphasé.

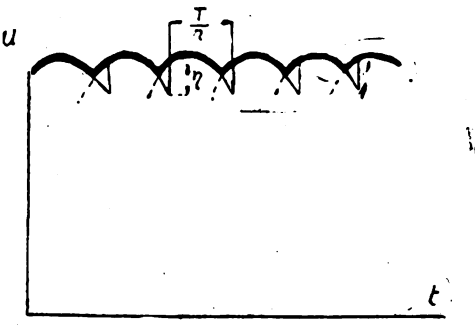


Fig. 3. — Forme de la tension redressée.

l'anode 2 surpassera celui de l'anode 1 de la tension d'amorçage η. A ce moment, l'anode 2 s'amorcera à son tour, et donnera son potentiel à la cathode C ; l'anode 1 cessera alors son débit, son potentiel étant devenu négatif par rapport à la cathode. L'anode 3 se substituera de même à l'anode 2, et ainsi de suite.

La tension transmise finalement entre la cathode C, pôle positif du redresseur et le point neutre du secondaire, pôle négatif, aura donc l'aspect de la figure 3. Pour un redresseur polyphasé à n phases, elle se compose d'une série de n crêtes de sinusoïdes, d'amplitude égale à celle de la tension de phase, décalées l'une par rapport à l'autre de $\frac{1}{n}$ de période et raccordées par une discontinuité brusque d'amplitude égale à la tension d'amorçage.

Supposons maintenue constante la tension alternative d'alimentation, et cherchons à obtenir avec une ampoule d'un modèle déterminé un débit croissant, dans des conditions de refroidissement

Digitized by Google

données : l'ampoule s'échauffe alors d'autant plus que le débit qu'elle fournit est plus élevé.

Lorsque l'échauffement devient exagéré, apparaît le phénomène connu sous le nom de *court-circuit interne* ou *allumage en retour*, dû à l'apparition d'une tache cathodique sur une anode.

Ce phénomène s'accompagne de surintensités amenant le déclanchement des dispositifs de protection de l'alimentation et constitue une limitation de la puissance du redresseur.

L'échauffement, et par conséquent le débit admissibles, sont d'autant plus faibles pour un type d'ampoule déterminé, que la tension appliquée aux anodes est plus élevée. La puissance disponible croît d'abord avec la tension appliquée aux anodes, passe par un maximum pour une certaine valeur de celle-ci, et décroît ensuite.

Difficultés de réalisation des redresseurs a mercure a haute tension. — Lorsqu'on essaie d'appliquer directement le montage classique à la production des hautes tensions continues, on rencontre un certain nombre de difficultés que nous allons maintenant examiner. Supposons par exemple qu'on se propose d'obtenir une tension redressée moyenne de 10 000 volts avec une seule ampoule ; si on utilise des bras d'anode de forme normale, on constate que l'amorçage en retour se produit pour des débits très faibles, et qu'il est impossible d'obtenir ainsi une puissance notable ; on peut l'accroître considérablement en faisant usage de bras d'anode coudés longs et étroits. Malheureusement, on se heurte alors à un autre obstacle ; la tension d'amorçage s'élève et prend des valeurs considérables, atteignant plusieurs milliers de volts. Ceci présente les inconvénients suivants :

1° L'ondulation de la tension redressée est considérablement accrue.

2° Chaque allumage d'anode, entraînant une variation brusque de tension, provoque un régime variable dans les enroulements du transformateur, et le train d'ondes qui en résulte se transmet au circuit continu et peut, en outre, agir sur les amplificateurs de modulation.

3° La valeur de la tension d'amorçage dépend de la position de la tache cathodique ; comme celle-ci se déplace d'une façon désordonnée à la surface du mercure, les trains d'onde successifs n'ont ni la même amplitude, ni la même phase, et la tension redressée obtenue, n'étant pas périodique, est impossible à filtrer.

Digitized by Google

4° Enfin, on constate que la tension d'amorçage de l'ampoule croît au fur et à mesure de son vieillissement, jusqu'à des valeurs telles que l'amorçage devient impossible; l'ampoule est alors mise hors de service.

Ces phénomènes sont encore aggravés lorsqu'on place, dans un but de filtrage, un condensateur en dérivation aux bornes du circuit continu. Dans ce cas, on observe encore des phénomènes très curieux consistant dans des extinctions du circuit d'entretien, lors des variations brusques de débit produites par la manipulation.

Nous avons donc cherché à éviter ces inconvénients, et nous avons pu y parvenir d'une manière complète; nous avons, en particulier, étudié les variations de la tension d'amorçage à l'oscillographe cathodique et nous avons ainsi reconnu qu'on peut obtenir qu'elle reste sensiblement égale à la chute de tension dans l'arc, sous les conditions suivantes :

1° Emploi d'une forme de bras d'anode convenable.

2° Emploi d'une électrode extérieure (ou collier de potentiel) placée au voisinage de l'anode, et réunie électriquement à celle-ci.

3° Limitation de la tension continue par ampoule à une valeur peu supérieure à 3000 volts.

L'observation de ces conditions fait disparaître radicalement les difficultés de filtrage, ainsi que le vieillissement et les extinctions à la manipulation. De plus, cette tension de 3000 volts correspond sensiblement au maximum de puissance disponible pour le type d'ampoule adopté.

La limitation à 3.000 volts de la tension continue donnée par une ampoule n'est pas un obstacle : la chute de tension interne des redresseurs à mercure et en effet si faible qu'on peut, sans abaissement appréciable du rendement, les connecter en série. Ceci présente, de plus, l'avantage de permettre l'augmentation du nombre des phases, tout en supprimant certains inconvénients que nous examinerons.

AVANTAGES DE L'AUGMENTATION DU NOMBRE DE PHASES DES REDRESSEURS :

L'augmentation du nombre de phases des redresseurs facilite considérablement le filtrage de leur tension redressée.

Etant donné un redresseur polyphasé, à n phases, on sait que la tension redressée est périodique, sa fréquence étant égale à n fois la fréquence d'alimentation.

La tension d'amorçage ayant été rendue négligeable, le rapport de l'ordonnée minimum à l'ordonnée maximum a pour valeur

Digitized by Google

$\cos \frac{\pi}{n}$. Si V est la valeur maximum de la tension redressée, la valeur moyenne de celle-ci est

$$U_c = V \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}.$$

Le rapport de la valeur moyenne à la valeur maximum a donc pour expression

$$\frac{U_c}{V} = \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}.$$

A la composante continue U_c se superposent une série d'harmoniques, dont le premier a pour fréquence n fois la fréquence d'alimentation, et les autres des fréquences multiples. L'harmonique de rang p a une amplitude dont le rapport à l'amplitude du terme continu est

$$\frac{U_p}{U_c} = \frac{2}{p^2 n^2 - 1}.$$

Nous donnons dans le tableau suivant, pour les valeurs usuelles du nombre de phases n les rapports

$$\frac{\text{ordonnée minimum}}{\text{ordonnée maximum}}, \quad \frac{\text{ordonnée moyenne}}{\text{ordonnée maximum}}$$

et ceux des premiers harmoniques à la composante continue.

n	$\frac{\text{ordonnée min.}}{\text{ordonnée max.}}$	$\frac{\text{ordonnée moy.}}{\text{ordonnée max.}}$	$\frac{U_p}{U_c}$		
			$p = 1$	$p = 2$	$p = 3$
2	0	0,636	0,66	0,134	0,057
3	0,5	0,828	0,25	0,057	0,025
6	0,866	0,955	0,057	0,014	0,006
12	0,965	0,99	0,014	0,003	0,001

L'établissement du tableau précédent suppose réalisées diverses conditions :

1° Les circuits des n phases du redresseur doivent être symétriques : cette condition, difficile à réaliser avec les redresseurs thermoniques peut au contraire être réalisée rigoureusement avec les redresseurs à mercure.

2° Les phases de la tension d'alimentation doivent être équilibrées ; cette condition n'est jamais réalisée pratiquement, et l'effet

Digitized by Google

de ce déséquilibrage est d'introduire dans la tension redressée des harmoniques supplémentaires :

a) pour les redresseurs à nombre impair de phases, on introduit la fréquence d'alimentation, et tous ses harmoniques.

b) pour les redresseurs à nombre pair de phases, on introduit les harmoniques pairs de la fréquence d'alimentation.

3° La tension alternative d'alimentation doit être sinusoïdale : l'ondulation de la tension redressée est majorée dans le cas d'une courbe plus pointue que la sinusoïde ; elle est diminuée au cas contraire.

On peut donc dire finalement que la plus faible fréquence présentée dans la tension d'un redresseur à mercure polyphasé a pour valeur f si le nombre de phases et impair, et $2f$ si ce nombre de phases est pair, f étant la fréquence de la tension d'alimentation. Dans le cas des valves thermioniques, on doit toujours considérer f comme la plus petite fréquence présente dans la tension redressée, même si le nombre de phases est pair ; dans l'établissement des cellules de filtrage pour un tel redresseur, on devra donc prendre pour la fréquence propre de chaque cellule une valeur inférieure à $\frac{f}{\sqrt{2}}$.

Dans le cas d'un redresseur à mercure à nombre impair de phases, il en est de même ; au contraire, si le nombre de phases est pair, il suffira de prendre pour la fréquence propre de chaque cellule une valeur inférieure à $\frac{2f}{\sqrt{2}}$. Le prix de revient d'une cellule de filtrage étant d'autant plus élevé que sa fréquence propre est plus basse, on voit que l'emploi d'un redresseur à mercure polyphasé à nombre pair de phases peut permettre de réaliser une certaine économie sur le prix de revient du filtre.

Quant à l'augmentation du nombre des phases, elle intervient en éliminant de la tension redressée les harmoniques les plus difficiles à étouffer, et si elle ne diminue pas le prix de revient du filtrage, elle améliore considérablement sa qualité. De plus, elle diminue la surtension produite par le filtre lors du fonctionnement à vide du redresseur ; en effet, dans ce cas, le redresseur fournit une tension égale à la tension de crête, à cause des condensateurs du filtre. La seconde colonne du tableau précédent fournit des indications sur les surtensions qu'on peut ainsi obtenir, et montre l'avantage considérable offert par les nombres de phases élevés.

Digitized by Google

RÉALISATION PRATIQUE DES REDRESSEURS A GRAND NOMBRE DE PHASES : Nous devons examiner maintenant comment on peut réaliser pratiquement des montages de redresseurs à grand nombre de phases. On dispose le plus souvent de courant triphasé pour l'alimentation, dans ce cas, la première idée qui s'offre à l'esprit est d'utiliser des transformateurs à primaire triphasé, le secondaire polyphasé étant pourvu d'un seul neutre.

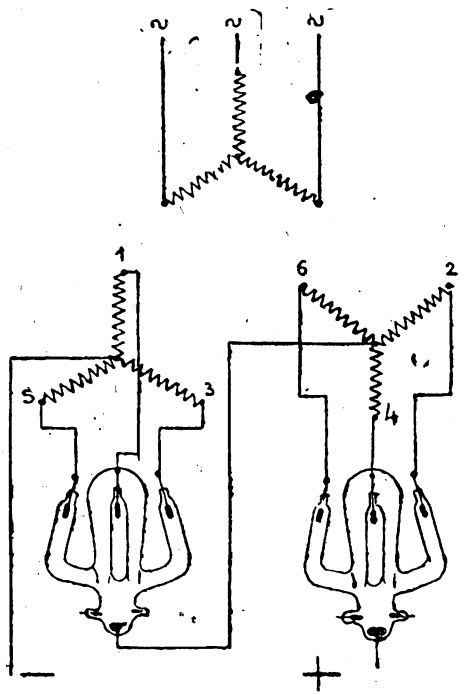


Fig. 4. — Redresseur hexaphasé-série.

Or, le calcul et l'expérience s'accordent à montrer le fait suivant : alors qu'il est très facile de construire de tels transformateurs à petit nombre de phases secondaires : 2 ou 3 par exemple, pouvant alimenter des redresseurs sans leur donner de chute de tension prohibitive, il est beaucoup plus difficile d'obtenir le même résultat pour des nombres de phases plus élevés : 6 et 12 par exemple.

Ainsi, un transformateur tri-hexaphasé normal alimentant une ampoule à 6 anodes selon le schéma général précédent, donne lieu à une chute de tension continue du redresseur de 12 à 15 % entre marche à vide et pleine charge ; au contraire, des transformateurs

Digitized by Google

monophasés ou triphasés donnent dans les mêmes conditions des chutes de tension de 6 à 8 °/₀. Si on essayait d'alimenter directement un redresseur à 12 anodes par un transformateur tri-dodéca-

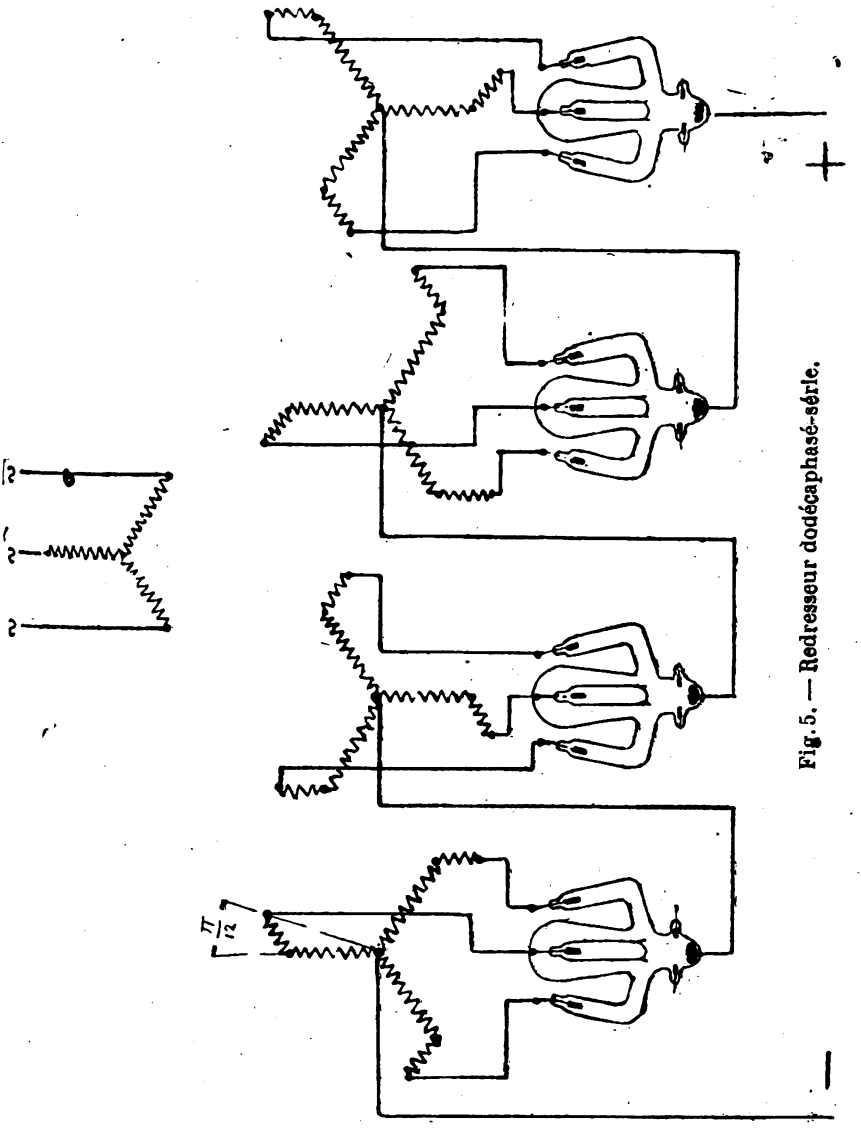


Fig. 5. — Redresseur dodécaphasé-série.

phasé à un seul neutre, on obtiendrait des chutes de tension encore plus élevées. Il est donc nécessaire de chercher un autre procédé de réalisation des redresseurs à grand nombre de phases, dont l'inté-

Digitized by Google

rêt a été montré plus haut ; nous allons voir qu'il existe un moyen très simple d'obtenir à partir d'une alimentation triphasée des redresseurs fournissant la même forme de tension redressée que ceux à 6 et 12 phases, tout en présentant une chute de tension en charge acceptable.

Considérons d'abord (fig. 4) un transformateur tri-hexaphasé : divisons l'enroulement secondaire en 2 étoiles triphasées, décalées l'une par rapport à l'autre de 1/6 de période. Prenons comme pôle négatif du redresseur le point neutre de la 1re étoile, formée des phases 1, 3, 5. Alimentons avec les extrémités de celles-ci les anodes d'une ampoule trianodique dont nous réunissons la cathode au point neutre de la seconde étoile, les extrémités 2, 4, 6 des phases de celle-ci alimentent à leur tour les 3 anodes d'une seconde ampoule trianodique, dont la cathode forme le pôle positif du redresseur. On constitue ainsi l'ensemble de deux redresseurs triphasés en série, et décalés l'un par rapport à l'autre de 1/6 de période. Il est facile de voir que la tension résultante a la même forme que celle fournie par un redresseur à 6 anodes normal.

Le calcul et l'expérience montrent qu'un tel ensemble, réalisé avec un transformateur de construction courante, présente une chute de tension continue acceptable, ne dépassant pas 6 à 8 % entre marche à vide et pleine charge.

La fig. 5 montre d'une manière analogue la réalisation d'un redresseur dodécaphasé, formé de 4 redresseurs triphasés disposés en série et décalés l'un par rapport à l'autre de 1/12 de période. Ici encore, la tension résultante a la même forme que celle donnée par un redresseur à 12 phases, et la chute de tension donnée par un transformateur de construction normale est encore acceptable.

Chaque ampoule à mercure pouvant donner une tension de 3000 volts, on voit qu'on peut obtenir 6000 volts avec le 1er montage, 12000 volts avec le 2e. Il est naturellement nécessaire d'isoler l'un de l'autre pour 3000 volts les dispositifs d'allumage et d'entretien de 2 ampoules consécutives. Pour faciliter cet isolement, nous avons été conduits à réunir deux ampoules dans une cuve de transformateur à refroidissement naturel, comme le montre la figure 6.

La cuve renferme donc, outre les deux ampoules, le transformateur monophasé nécessaire à l'alimentation des circuits d'allumage et d'entretien, ainsi que les bobines d'inductances nécessaires au fonctionnement de ceux-ci. Le couvercle est traversé, d'une part, par les deux bornes à basse tension nécessaires à l'alimentation du primaire du transformateur d'entretien, et d'autre part, par 8 iso-

Digitized by Google

lateurs de traversée, réunis aux 6 anodes et aux 2 cathodes des 2 ampoules. Sur les isolateurs de cathode sont montés en outre les relais d'allumage, et une lampe à néon, signalant l'allumage de l'ampoule correspondante.

Une telle cuve à 2 ampoules est susceptible de débiter en permanence une puissance de 125 kilowatts sous 6 000 volts.

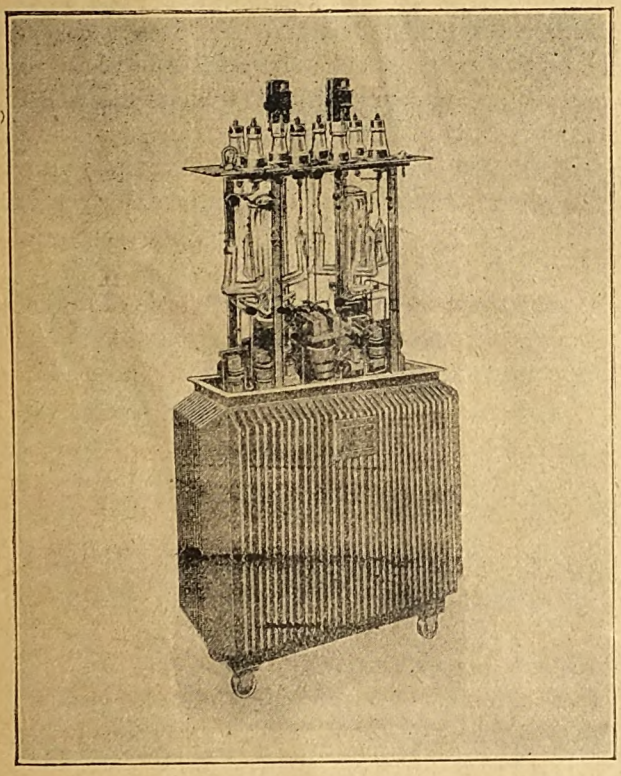


Fig. 6. — Redresseur à haute tension à deux ampoules.

En utilisant le montage de la fig. 5, on peut atteindre 250 kilowatts sous 12 000 volts ; enfin, en réunissant en série 2 dispositifs semblables, on peut obtenir 500 kilowatts sous 24 000 volts. Il n'y a donc pas de difficultés à obtenir avec ces montages, les puissances les plus élevées que puissent demander actuellement les postes à triodes.

L'ensemble des cuves est réuni au transformateur d'alimentation par des connexions appropriées en fil rigide supporté par des isolateurs ou en câbles isolés

Digitized by Google

Le réglage de tension est assuré, soit par un régulateur d'induction, soit par un autotransformateur à prises, avec commutateur manœuvrable en charge, l'un ou l'autre de ces appareils étant inséré sur l'alimentation du ou des transformateurs principaux. Un avantage du couplage en série des redresseurs est de permettre de disposer d'une série de gradins de tension équidistants, et d'accroître ainsi l'amplitude du réglage de tension disponible.

L'alimentation des transformateurs d'allumage et d'entretien est naturellement prise en amont des dispositifs de réglage de tension.

La manœuvre de démarrage d'un tel ensemble est des plus simples : elle se réduit à la mise sous tension des transformateurs d'allumage et d'entretien, suivie, après allumage de toutes les ampoules, de la mise sous tension du transformateur principal; cette manœuvre peut d'ailleurs être rendue facilement automatique.

Cas d'une alimentation monophasée : Dans le cas d'une alimentation par courant monophasé, on peut évidemment obtenir la tension cherchée en connectant en série le nombre nécessaire de redres-

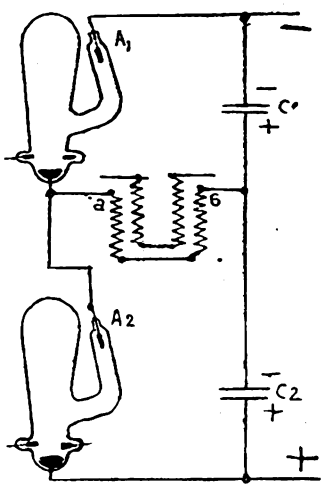


Fig. 7. — Montage en doubleur de tension.

seurs monophasés de 3 000 volts. On ne peut évidemment ici augmenter le nombre des phases secondaires à plus de 2, sans complications inacceptables.

Un autre procédé consiste à faire appel au montage dit en « dou-

Digitized by Google

bleur de tension ». Il se compose en principe (fig. 7) d'un transformateur monophasé, dont l'enroulement secondaire alimente un système de 2 ampoules monoanodiques A_1 et A_2, et de 2 batteries de condensateurs c_1 et c_2, connectés comme l'indique la figure.

On voit que les condensateurs c_1 et c_2 peuvent se charger sous la valeur maximum de la tension secondaire par l'intermédiaire des ampoules A_1 et A_2. Cette charge s'effectue pour le condensateur c_2 lorsque la différence de potentiels entre les points a et b est positive et croissante ; pour le condensateur c_1, elle s'effectue lorsque cette même différence de potentiels est négative et décroissante. Le circuit continu est donc parcouru par le courant de décharge des condensateurs, chacun d'eux étant rechargé périodiquement au potentiel de crête secondaire par une impulsion de courant de l'ampoule correspondante.

La tension redressée à vide est donc égale au double de la tension de crête secondaire fournie par le transformateur d'alimentation.

Lorsqu'on fait débiter un tel ensemble, chacun des condensateurs se charge et se décharge alternativement, et il se produit une ondulation de la tension redressée, accompagnée d'une chute de tension qu'on peut calculer sans difficultés.

Dans le cas de l'utilisation de ce montage à fréquence industrielle, il semble qu'on puisse sans inconvénient augmenter la tension par ampoule jusqu'à 4 500 volts ; un ensemble de deux ampoules monoanodiques équipées avec des bras normaux peut ainsi donner 30 kilowatts.

L'avantage présenté par ce procédé est d'utiliser un transformateur de construction très simple ; il nécessite par contre des batteries de condensateurs assez coûteuses pour les fréquences industrielles.

Cet inconvénient disparaît d'ailleurs lorsqu'il s'agit de redresser un courant monophasé à fréquence musicale, comme ceci se produit quelquefois ; le montage en doubleur de tension convient alors parfaitement.

Protection des redresseurs a haute tension. — La protection de l'ensemble d'un redresseur à haute tension et de son transformateur peut-être assurée par un disjoncteur à maxima prévu sur l'alimentation alternative. Ce disjoncteur protège à la fois contre les surintensités pouvant provenir de court-circuits internes au redresseur ou au transformateur, et contre les surintensités provenant du circuit

Digitized by Google

d'utilisation. On peut encore renforcer la protection contre ceux-ci par un fusible de grande longueur placé dans le circuit continu ; il est bon de protéger ainsi les batteries de condensateurs du filtre. Les manœuvres des circuits à courant continu à haute tension peuvent être grandement facilitées par l'emploi de contacteurs (1).

Comme nous l'avons vu plus haut, il est parfois nécessaire de limiter le courant de court-circuit des redresseurs destinés à l'alimentation de postes émetteurs de grande puissance. On peut voir que cette limitation est facile à obtenir dans le cas de redresseurs à grand nombre de phases par l'insertion de bobines d'inductance sur le primaire de leur transformateur d'alimentation, et que cette adjonction n'introduit pas de chute de tension exagérée en charge.

Considérons par exemple un redresseur tri-dodécaphasé. Désignons par u_1 la tension de phase efficace primaire, par u_2 la tension de phase efficace secondaire, ces deux tensions étant mesurées à vide. Insérons dans chacune des 3 phases du primaire une bobine d'inductance λ, et faisons débiter au redresseur un courant I_c, rendu constant par une inductance placée dans le circuit continu. Le redresseur dodécaphasé se compose de 4 redresseurs triphasés en série, et l'effet du débit est d'amener sur chacun d'eux un empiètement des courants anodiques, accompagné d'une chute de tension moyenne, l'angle d'empiètement des courants anodiques a pour expression (2).

$$\varepsilon = \arccos (1 - 2K),$$

en désignant par K la chute de tension relative $\frac{\Delta U_c}{U_c}$.

Or, on voit facilement, en faisant le diagramme des 12 courants anodiques, que si l'angle d'empiètement ε ne dépasse pas 30°, ce qui correspond à une chute de tension relative de 6,7 0/0, on n'a à chaque instant que 2 anodes au plus sur 12 en débit *variable*. Par conséquent, on peut, au point de vue de la chute inductive de tension considérer seulement les deux phases secondaires correspondantes, et la self primaire λ se ramène donc dans chaque phase secondaire.

à la valeur $$L = \lambda \frac{u_2^2}{u_1^2}.$$

Il en résulte, sur l'ensemble des 4 redresseurs triphasés en série, une chute de tension

(1) La Compagnie Electro-Mécanique construit actuellement des contacteurs pour courant continu 12 000 volts, munis d'un soufflage magnétique pour coupures en charge.

(2) M. Demontvignier : Méthode générale de calcul des redresseurs à vapeur de mercure (R.G.E. t. XV p. 493-499).

Digitized by Google

$$\Delta U_c = 4 \times \frac{3}{2\pi} \omega L I_c = 4 \times \frac{3}{2\pi} \omega \lambda \frac{u_2^2}{u_1^2} I_c$$

D'autre part, la tension continue à vide a pour expression

$$U_c = 4u_2\sqrt{2}\,\frac{3}{\pi}\frac{\sqrt{3}}{2}$$

On en déduit, pour la chute de tension relative

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \frac{\omega\lambda}{\sqrt{2}\sqrt{3}}\,\frac{u_2}{u_1^2}\,I_c$$

Considérons maintenant le cas du redresseur en court-circuit; dans ce cas, on sait que toutes les anodes du redresseur débitent simultanément, et on démontre, en égalant les ampères tours primaires et secondaires du transformateur que l'on a :

$$I_{cc} = \frac{3u_1^2\sqrt{2}}{4\omega\lambda u_2}$$

En rapprochant cette formule de la précédente, on en déduit :

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \frac{\sqrt{3}}{4}\,\frac{I_c}{I_{cc}}.$$

On démontrerait de même que, dans le cas d'un redresseur tri-hexaphasé, on a : $\frac{\Delta U_c}{U_c} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\frac{I_c}{I_{cc}}$

et dans le cas d'un redresseur triphasé simple

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \sqrt{3}\,\frac{I_c}{I_{cc}}.$$

Supposons par exemple qu'on veuille limiter le courant de court-circuit à 7 fois la valeur de pleine charge : il en résulterait les chutes de tension suivantes :

Pour un redresseur triphasé $\frac{\sqrt{3}}{7} = 25\,0/0$ environ.

Pour un redresseur tri-hexaphasé : 12,5 0/0.

Pour un redresseur tri-dodécaphasé : 6,25 0/0.

Nous voyons ainsi l'avantage considérable procuré par ce dernier montage. Cette propriété lui permet d'ailleurs aussi de fonctionner sans chute de tension exagérée sur un alternateur de puissance sensiblement égale à la sienne, ce qui est impossible avec les redresseurs à petit nombre de phases. On peut ainsi utiliser un alternateur de secours dans le cas d'une panne de secteur.

QUELQUES EXEMPLES D'INSTALLATIONS RÉALISÉES : Parmi les installations de redresseurs à haute tension actuellement en exploitation régulière, nous pouvons citer les suivantes :

Digitized by Google

Le poste de télégraphie de Saint-Pierre-des-Corps, première installation réalisée, est pouvu d'un redresseur dodécaphasé série, pouvant débiter une puissance de 40 kilowatts sous une tension continue de 12.000 volts. L'installation comprend deux transformateurs et deux cuves à deux ampoules, comme le montre la fig. 8. On distingue également sur cette figure le disjoncteur dans l'huile placé sur l'alimentation, que se fait en triphasé 5000 volts à la fréquence 50.

Les fig. 9 et 10 montrent en outre deux oscillogrammes relevés lors des essais de ce groupe.

La fig. 9 représente une période de la tension redressée non filtrée en chrage ; on voit que l'ondulation en est très faible.

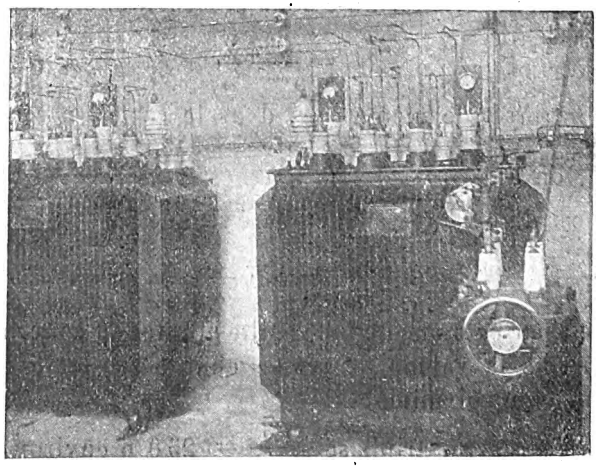


Fig. 8. — Poste radiotélégraphique de Saint Pierre-des-Corps. Redresseur 40 kw — 12 000 volts.

en fait, on a pu assurer le service en télégraphie sans filtrage supplémentaire.

La fig. 10 montre sur le même cliché la tension primaire d'alimentation et le courant absorbé par le groupe à pleine charge, on voit que le courant diffère très peu d'une sinusoïde en phase avec la tension. Le facteur de puissance de l'ensemble est donc excellent. Le rendement mesuré lors des essais atteint 94 0/0.

L'installation était prévue pour fonctionner sur alternateur de

Digitized by Google

Fig. 9. — Tension redressée en charge.

Fig 10. — Tension primaire et courant primaire.

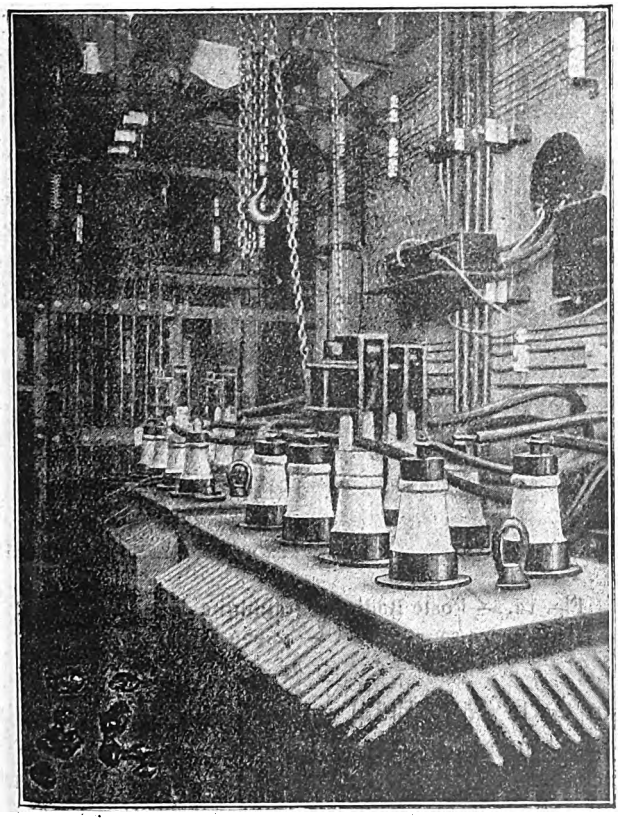


Fig. 11. Poste Radiotélégraphique de la Tour Eiffel. Redresseur 100 kw — 12 000 v. dodécaphasé.

Digitized by Google

secours ; ce fonctionnement est obtenu sans difficulté à cause du grand nombre de phases.

Ce redresseur est en service régulier depuis plus de deux ans ; son fonctionnement s'est montré très satisfaisant, certaines ampoules ayant dépassé des durées de 5 000 heures.

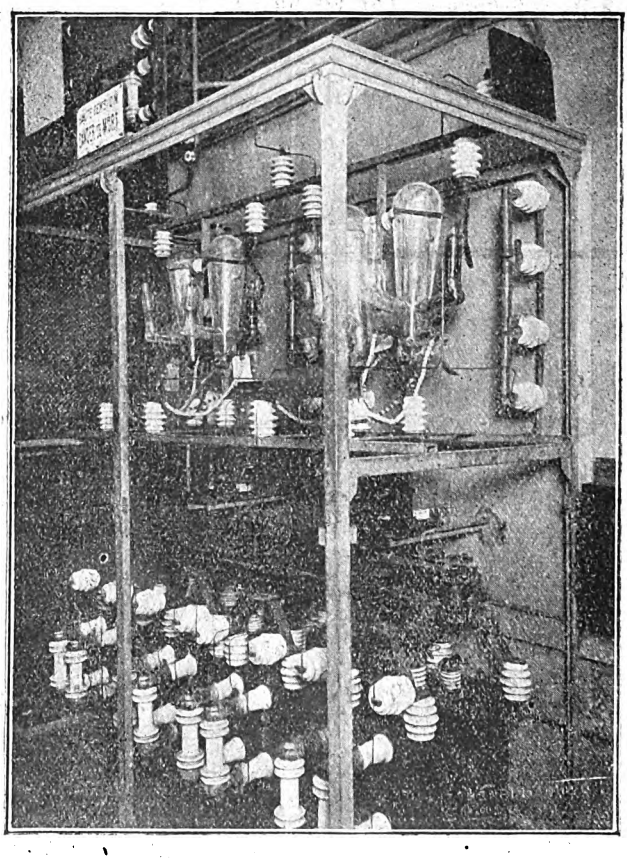


Fig. 12. — Poste Radiotélégraphique de la Tour Eiffel.
Redresseur 100 kw — 12 000 v. monophasé.

Le poste de la Tour Eiffel possède actuellement quatre redresseurs à haute tension à vapeur de mercure.

1° Un redresseur tri-dodécaphasé dans l'huile, alimenté en triphasé 5 000 volts, fréquence 25, et pouvant débiter une puissance de 100 kilowatts sous 13 000 volts.

2° Un redresseur monophasé dans l'air, monté en doubleur de

Digitized by Google

tension, et alimenté à la fréquence 1 000. Ce redresseur comprend deux ampoules ventilées en série par branche du doubleur de tension, et peut débiter une puissance de 100 kilowatts sous 12 000 volts.

Ces deux redresseurs sont utilisés à l'alimentation du poste de télégraphie sur grandes ondes, le second servant de secours au premier. Ils sont représentés par les fig. 11 et 12.

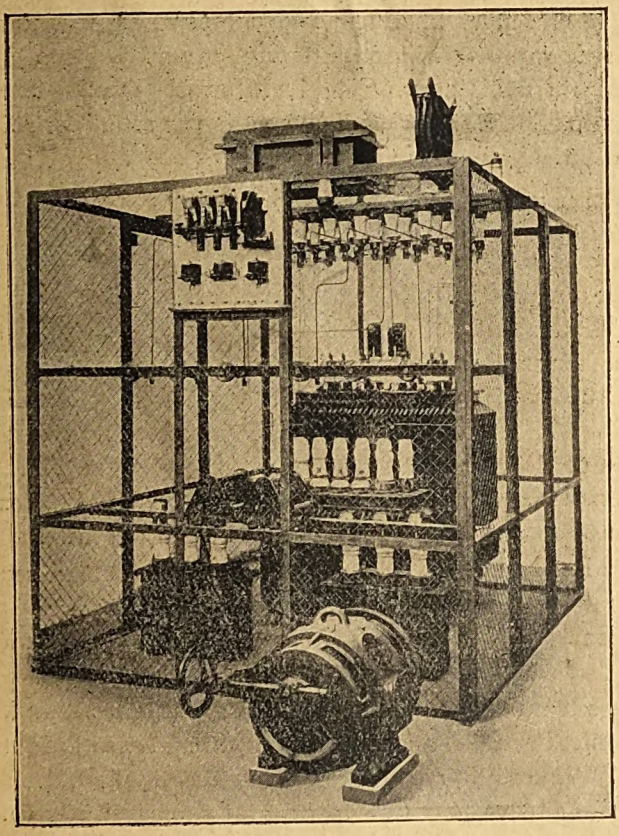


Fig. 13.
Postes coloniaux. Redresseur 12 kw — 6 000 v.

3° Un redresseur monophasé, monté en doubleur de tension, et alimenté à la fréquence 50. Il comprend une ampoule par branche du doubleur de tension, sans ventilation artificielle, et peut fournir une puissance de 30 kilowatts sous 8 500 volts ; il sert actuellement à l'alimentation du poste de téléphonie. Ce redresseur doit, à

Digitized by Google

l'avenir, être remplacé par un autre de 100 kilowatts monté en dodécaphasé série.

4° Un redresseur analogue, alimentant le poste à ondes courtes et pouvant débiter 6 kilowatts sous 4 500 volts.

Ces quatre redresseurs fonctionnent également d'une manière satisfaisante depuis deux ans.

Le réseau de liaison par postes à ondes courtes entre la France et ses colonies lointaines a été équipé également avec des redresseurs à vapeur de mercure. Chaque poste comprend (fig. 13) un transformateur tri-hexaphasé alimentant une cuve à deux ampoules, et permettant un débit continu de 12 kilowatts sous 6 000 volts, avec réglage de tension à partir de 1 000 volts par régulateur d'induction et utilisation d'une seule ampoule. Ces postes ont été prévus pour pouvoir fonctionner à puissance réduite sur valves thermioniques et, au besoin, sur alternateurs de secours. Ils ne sont pas encore en exploitation.

Parmi les autres installations de redresseurs à mercure à haute tension fonctionnant actuellement en France, on peut citer encore deux redresseurs, l'un de 60 kilowatts, sous tension réglable entre 2 500 et 10 000 volts, l'autre de 150 kilowatts, sous tension réglable entre 3 500 et 7 500 volts, fonctionnant sur les postes d'émission des Etablissements Edouard Belin. Ces deux appareils sont du type dodécaphasé dans l'huile, l'alimentation se fait sous la fréquence 50, et le réglage est obtenu par des régulateurs d'induction.

Un autre redresseur du même type, de 140 kilowatts, sous tension réglable entre 5000 et 12000 volts a également été installé aux Laboratoires Standard, pour l'essai en plate-forme des postes émetteurs (fig. 14).

Parmi les commandes plus récentes, obtenues par la Société Hewittic pour des redresseurs à vapeur de mercure à haute tension destinés à l'alimentation de postes émetteurs de T.S.F., nous pouvons citer cinq redresseurs de 80 kilowatts sous 10 000 volts, destinés à l'alimentation des postes de radiodiffusion d'Etat, deux de 40 kilowatts sous 10 000 volts, destinés à la Société Française Radioélectrique, et enfin, un redresseur de 500 kilowatts sous tension réglable de 16 000 à 24 000 volts, et destiné au poste radiophonique de Prague de 120 kilowatts-antenne.

Ce dernier redresseur sera constitué par l'ensemble de deux transformateurs tri-dodécaphasés, et de quatre cuves à deux ampoules, les huit ampoules étant connectées en série. Le réglage de tension est

Digitized by Google

prévu par un auto-transformateur à prises, avec commutateur manœuvrable en charge, inséré sur l'alimentation. On a prévu éga-

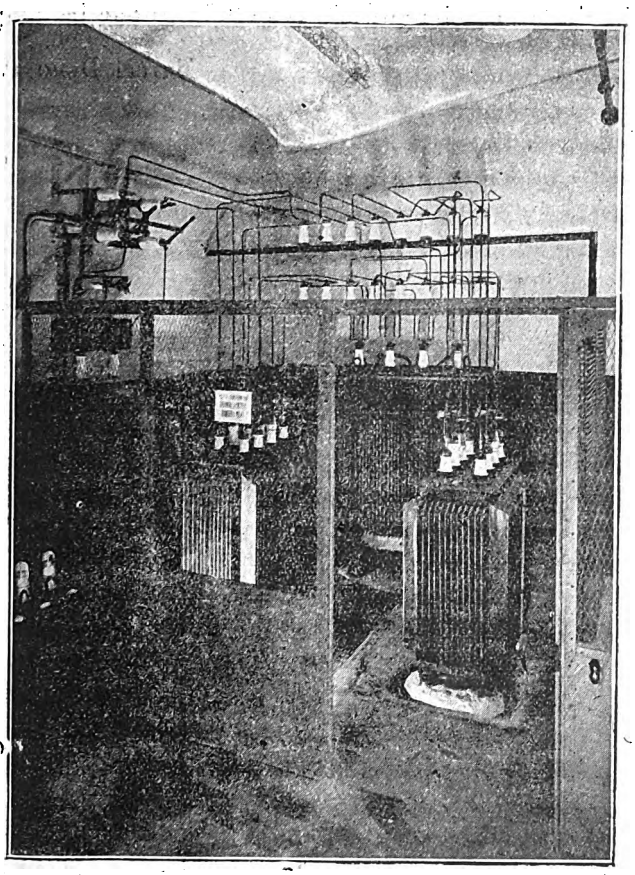


Fig. 14. — Laboratoire Standard : Redresseur 140 kw 12 000 v.

lement sur celle-ci des bobines d'inductance dans l'air, en vue de limiter le courant de court-circuit continu à cinq fois la valeur du courant de pleine charge.

Conclusion : Nous arrêterons ici cette étude sur les redresseurs à vapeur de mercure à haute tension, nous pensons avoir montré que ces appareils constituent certainement, dans l'état actuel de la

Digitized by Google

technique, le meilleur dispositif d'alimentation des circuits anodiques de postes émetteurs de T.S.F. : ils constituent en effet un matériel simple, statique, robuste, et ayant fait ses preuves ; le filtrage est très facile, le rendement excellent, et les frais d'entretien très réduits du fait des longues durées atteintes par les ampoules.

Marcel DAMONTVIGNIER.

Digitized by Google

LA FORMULATION DE L'EFFET KELVIN

par **E. FROMY**,
Docteur ès-sciences.

SOMMAIRE. — **La formulation de l'Effet Kelvin avait conduit jusqu'ici à des formules compliquées et n'ayant qu'un champ de validité restreint. L'auteur signale une nouvelle formule simple et générale proposée par M. Levasseur et analyse la méthode de formulation, de portée très générale, qui a permis de l'établir.**

Le calcul de la résistance des conducteurs en courant alternatif de fréquence quelconque est un problème qui intéresse l'ingénieur radioélectricien. Ce problème, il est vrai, n'est pas nouveau et Kelvin a donné depuis longtemps une formule qui permet de calculer le rapport K de la résistance ohmique en courant alternatif à la résistance en courant continu; dans le cas d'un conducteur cylindrique, le calcul peut être effectué par la formule :

$$K = \frac{Q}{2} \times \frac{\text{ber } Q \text{ bei}' Q - \text{bei } Q \text{ ber}' Q}{(\text{ber}' Q)^2 + (\text{bei}' Q)^2}$$

dans laquelle $Q = a\sqrt{4\pi\mu c\omega}$

a étant le rayon de la section, μ la perméabilité, c la conductivité et ω la pulsation.

Les fonctions ber Q et bei Q représentent respectivement la partie réelle et le coefficient de la partie imaginaire de la fonction de Bessel d'ordre zéro de la variable imaginaire $Q\sqrt{-j}$.

Malheureusement, au point de vue pratique, le maniement de la formule de Kelvin est peu commode; les principales difficultés rencontrées résultent de la longueur des calculs numériques, de la nécessité d'interpoler pour les calculs des fonctions ber Q, ber' Q, bei Q et bei' Q entre les valeurs données par les tables, et enfin de l'impossibilité d'introduire la formule dans les calculs algébriques.

Ainsi s'est posé, depuis environ un demi-siècle, le problème de la formulation de l'Effet Kelvin, problème sur lequel s'exerça l'ingéniosité de nombreux chercheurs. Plusieurs formules approchées ont été proposées, mais aucune, jusqu'à présent; n'avait réussi à donner une solution simple applicable avec une approximation suffisante dans toute l'échelle des fréquences.

M. Levasseur, ayant eu à mettre en équations le problème des

Digitized by Google

fours à induction, s'est heurté aux nombreuses difficultés résultant du calcul des résistances en courant alternatif et s'est efforcé de combler la lacune actuelle. Plus heureux que les devanciers, il a eu la bonne fortune, grâce à un raisonnement faisant appel à l'intuition géométrique, d'établir une formule relativement très simple et valable pour toute la gamme des fréquences, depuis les fréquences industrielles jusqu'aux fréquences de T. S. F.

Nous pensons rendre quelques services aux lecteurs de l'Onde Electrique en reproduisant ci-dessous les éléments essentiels du problème tel que l'a envisagé M. Levasseur (1), d'autant plus que la méthode de formulation mise en œuvre par lui peut trouver application dans beaucoup d'autres cas.

Formules proposées antérieurement.

Sans entrer dans l'énumération complète des formules proposées, nous examinerons seulement deux formules simples applicables au cas des très hautes fréquences.

Dans ce cas, on peut admettre, avec MM. Boucherot et Steinmetz, que le courant est entièrement localisé dans une « peau » ou « coque fictive » d'épaisseur :

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu c f}}$$

où c désigne la conductivité du métal.

μ la perméabilité.

f la fréquence.

Si le conducteur est cylindrique et a un rayon a, on peut alors écrire :

$$(1) \qquad K = \frac{\pi a^2}{\pi a^2 - \pi(a-\varepsilon)^2} = \frac{a^2}{a^2 - (a-\varepsilon)^2}.$$

Si on suppose la fréquence très élevée, donc ε très petit, on peut mettre cette formule sous la forme plus simple suivante proposée par MM. Brylinski et Stéphan :

$$(2) \qquad K = \pi a\sqrt{\mu c f} + \frac{1}{4}.$$

Les deux formules 1 et 2 donnent des approximations très satis-

(1) M. Levasseur, Maître de Conférence à l'Ecole Supérieure d'Electricité. La Technique Moderne. T. XXI. n° 23.
C. R. Séance du 7 octobre 1929.
Bulletin de la Société Française des Electriciens, tome X, N° 101, Janvier 1930.

Digitized by Google

faisantes dans le cas des très hautes frequences, mais elles sont complètement fausses aux très basses fréquences pour lesquelles K devrait tendre vers 1.

Pour combler cette lacune, différents auteurs (Rayleigh, M. Brylinski) proposèrent successivement des formules plus ou moins compliquées et limitées pour le détail desquelles le lecteur pourra se reporter à l'étude de M. Levasseur (1), et dont aucune n'apportait une solution définitive du problème.

Nouvelle Formule.

Formuler une loi empérique, c'est trouver une expression analytique traduisant la courbe expérimentale. Il est évident que, quelque compliquée que soit cette loi, on peut toujours établir une relation de la forme :

$$y = Ax^m + Bx^{m-1} + Cx^{m-2} + \cdots + M$$

donnant une solution satisfaisante; mais il est évident aussi qu'un tel procédé conduit le plus souvent à des formules pratiquement inutilisables si m devient grand.

Pour parvenir à un résultat simple, M. Levasseur propose d'abandonner ce procédé purement analytique et aveugle et de lui substituer une nouvelle méthode de formulation plus rationnelle, faisant appel à l'intuition géométrique.

La courbe expérimentale étant connue, on peut repérer et déterminer ses points remarquables, asymptotes ou autres caractéristiques. Muni de ces renseignements, il est assez facile en général de former une expression simple ayant les mêmes points remarquables et traduisant de ce fait une courbe dont l'allure générale affecte, *grosso-modo*, celle de la courbe à formuler.

Dès lors, il suffit de prévoir dans l'expression proposée quelques paramètres indépendants et d'ajouter ces paramètres convenablement pour assurer une coïncidence suffisante et établir la formule cherchée.

Appliquons ce mode de raisonnement à l'Effet Kelvin. On sait que, aux très basses fréquences, on a pratiquement $K = 1$; de plus, pour les fréquences élevées, K est représenté par une expression de la forme :

$$K = \pi a \sqrt{\mu c f} + \frac{1}{4}.$$

Digitized by Google

Si on prend comme variable, au lieu de la variable Q de Kelvin, la quantité :

$$v = \pi a \sqrt{\mu c f}$$

la courbe $K = f(v)$ affecte la forme indiquée fig. 1. Elle passe par le point de coordonnées $K = 1$ et $v = 0$ et a en ce point une tangente horizontale; de plus, elle admet pour asymptote la droite

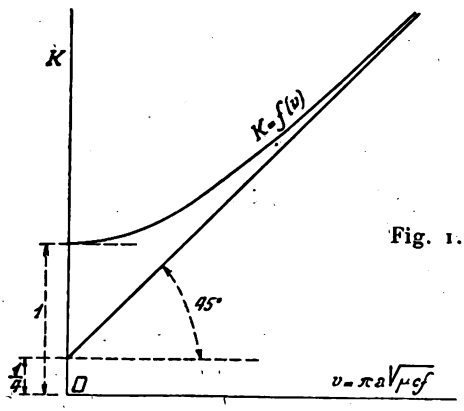


Fig. 1.

$K = v + 1/4$, inclinée à 45° et ayant pour ordonnée à l'origine $K = 1/4$.

Le problème est alors ramené à chercher une formule simple qui jouisse de ces mêmes propriétés. Après plusieurs essais, M. Levasseur a reconnu que l'expression la plus avantageuse pouvait se mettre sous la forme :

$$y = \sqrt[n]{\left(\frac{3}{4}\right)^n + v^n} + \frac{1}{4}$$

dans laquelle l'exposant n joue le rôle de paramètre ajustable.

Il restait alors à fixer la valeur de n pour que la courbe $y = f(v)$ coïncide correctement avec celle de l'Effet Kelvin; la valeur la plus satisfaisante s'est trouvée être $n = 6$, ce qui conduit M. Levasseur à proposer la formule :

(3) $$K = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + v^6} + \frac{1}{4}$$

soit $$K = \sqrt[6]{0{,}17798 + (\pi a \sqrt{\mu c f})^6} + 0{,}25.$$

Cette formule donne des résultats en bon accord avec celle de Kelvin pour toutes les fréquences comme l'indique le tableau 1. On voit que les erreurs sont le plus souvent inférieures à 1 % et n'excédent pas 1,15 %; ces résultats sont tout à fait remarquables si on les compare à ceux que fournissaient les formules antérieures qui,

Digitized by Google

dans des limites d'applications restreintes, fournissaient des erreurs pouvant atteindre 3,5 %. On peut donc admettre que les écarts entre la formule de Kelvin et celle de M. Levasseur restent dans les limites des erreurs expérimentales et que l'expression proposée fournit, sous une forme simple et condensée, une très bonne représentation de l'effet Kelvin dans toute la gamme des fréquences sans exception.

TABLEAU I. – CONFRONTATION NUMÉRIQUE.

Q	$v = \pi a\sqrt{\mu c f}$	K EXACT (d'après Kelvin)	K CALCULÉ par la formule (3)	ERREUR relative en °/°
0	0	1,0000	1,0000	0,0
0,5	0,17678	1,0000	1,0000	0,0
1	0,35356	1,0056	1,0014	— 0,4
1,5	0 53034	1 0258	1,0149	— 1,1
2	0.70712	1,0790	1,0695	— 0,9
2,5	0,88390	1,1747	1,1819	+ 0,6
3	1.06068	1,3180	1.3317	+ 1,0
3,5	1,2375	1,4920	1,4975	+ 0,4
4	1,4142	1,6778	1,6694	— 0,5
4,5	1.5910	1,8628	1.8439	— 1,0
5	1,7678	2,0430	2.0195	— 1,15
5,5	1,9446	2,2190	2,1957	— 1,0
6	2.1214	2,3937	2,3720	— 0,9
8	2,8285	3,0956	3,0787	— 0,5
10	3,5366	3,7980	3,7857	— 0.3
15	5.3034	5,5620	5,5534	— 0,1
20	7,0712	7,3277	7,3212	— 0,1
30	10,6068	10,8765	10,8568	— 0,2

Nota. — L'erreur relative de la onzième ligne, étant la plus grande, a été donnée avec 2 décimales.

Généralisation de la formule.

La formule 3 n'est applicable que dans le cas particulier d'un conducteur cylindrique puisque la variable $v = \pi a\sqrt{\mu c f}$ s'exprime en fonction du rayon a. Mais il est facile de remplacer a par une expression équivalente faisant intervenir des dimensions géométriques mesurables sur une section quelconque.

En effet, si on désigne par S la section du conducteur et par p son périmètre, on peut écrire, dans le cas d'un conducteur cylindrique :

$$a = \frac{2\pi a^2}{2\pi a} = \frac{2S}{p}$$

et par suite

$$v = \frac{2\pi S\sqrt{\mu c f}}{p}.$$

Digitized by Google

M. Levasseur admet alors que cette expression, établie pour un conducteur cylindrique, reste valable dans le cas d'un conducteur de section quelconque et propose finalement la formule .

$$K = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + \left(\frac{2\pi S\sqrt{\mu cf}}{p}\right)^6} + \frac{1}{4}$$

soit

$$K = \sqrt[6]{0,17798 + \left(\frac{2\pi S\sqrt{\mu cf}}{p}\right)^6} + 0,25$$

applicable dans le cas le plus général et pour une fréquence quelconque.

Conclusions. — Grâce à M. Levasseur, l'électrotechnique vient donc de s'enrichir d'une nouvelle formule empirique qui marque un progrès réel sur les précédentes et qui, pouvant être plus facilement qu'elles introduites dans les calculs algébriques, est susceptible de faciliter la résolution de nombreux problèmes dans lesquels intervient Kelvin.

Cette formule, valable dans tous les cas quelles que soient la fréquence ou la forme des conducteurs, prend la forme simple :

$$K = \sqrt{0,17798 + (\pi a\sqrt{\mu cf})^6} + 0,25$$

dans le cas d'un conducteur cylindrique, ou :

$$K = \sqrt[6]{0,17798 + \left(\frac{2\pi S\sqrt{\mu cf}}{p}\right)^6} + 0,25$$

dans le cas le plus général.

Les grandeurs qui interviennent dans cette formule sont exprimées en U.E.M. C.G.S.

Remarquons pour terminer que la méthode géométrique qui a permis d'établir cette formule est susceptible de généralisation et peut faciliter grandement dans beaucoup d'autres cas la formulation de lois empiriques.

E. Fromy.

Digitized by Google

PREMIÈRE RÉUNION DU COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ *(suite et fin)* (1)

ANNEXE I

La pratique moderne de l'élimination des émissions autres que celles qui sont essentielles aux communications transmises par les radio-émetteurs.

(*Comité Britannique. Mémoire du Service Technique du Post Office*).

Dans ce mémoire les observations se bornent aux émetteurs à arc et à tubes à vide parce que l'expérience acquise par le Post Office britannique se rapporte en premier lieu à ces deux types d'émetteurs. On n'a pas essayé de définir en aucune façon les limites des perturbations susceptibles d'être entraînées par l'un ou l'autre type d'émetteur ; on se borne plutôt à attirer l'attention sur les sources principales des émissions indésirables et à indiquer les mesures qui ont été prises pour réduire ces émissions au minimum, tout en tenant compte de la nécessité de conserver le rendement de l'émetteur.

L'émetteur à arc.

On sait que l'arc « Poulsen », s'il est relié directement à l'antenne, est la source de beaucoup de perturbations dans les appareils qui reçoivent des longueurs d'onde très éloignées de celle utilisée pour l'arc. Ces perturbations se divisent en deux catégories.

(1) L'émission d'harmoniques, c'est-à-dire, d'ondes qui sont incontestablement susceptibles de syntonisation et auxquelles on peut donner un ton musical par l'intermédiaire du système hétérodyne.

(2) L'émission d'une combinaison de légers sons hétérogènes du genre de celui qui s'appelle en anglais « mush ».

Les perturbations de cette dernière catégorie se manifestent

(1) Voir *Onde Électrique*, janvier 1930, 23-44.

Digitized by Google

comme des fritures dans le récepteur : elles sont généralement plus fortes dans le voisinage des points où les harmoniques se produisent.

On peut constater comme source des harmoniques le léger écart de la forme sinusoïdale du courant dans le circuit d'oscillation. Si les circuits de l'arc et de l'antenne sont convenablement conçus, on peut réduire les harmoniques à une valeur du même ordre d'intensité que celle qu'on obtient en se servant d'un oscillateur à tube à vide, ayant la même puissance, avec une antenne directement couplée. On a cependant constaté dans la pratique que malgré cette diminution, les harmoniques — et surtout le « mush » — sont toujours suffisamment forts pour produire du brouillage.

La source du « mush » est un peu plus difficile à rechercher : elle s'associe probablement à l'irrégularité de la fréquence de l'onde fondamentale. L'arc est un dispositif ionique et s'il est relié à une antenne directement couplée il a une fréquence pour laquelle on ne peut pas attendre une grande stabilité, si l'on tient compte de la nature de l'action ionique qui se produit à l'intérieur de la chambre de l'arc Carson a démontré que si l'on change la fréquence d'une onde sinusoïdale avec une vitesse sinusoïdale, ou, en d'autres termes, si l'onde subit une modulation de fréquence, on obtient une série infinie d'harmoniques constitués par la somme et la différence de toutes les fréquences fondamentales et modulatrices.

Lorsqu'il arrive qu'un harmonique quelconque dans cette série correspond à un point résonnant de l'antenne, une radiation sur cette fréquence se produit.

La fréquence fondamentale subit de nombreuses interruptions en même temps que l'arc lui-même : il faut s'attendre, par conséquent, à ce que les harmoniques, dus à ces variations irrégulières, constituent un spectre continu de perturbations susceptibles de se manifester à n'importe quel point résonnant de l'antenne.

Par suite de la théorie indiquée ci-dessus, on peut conclure que l'utilisation d'un circuit primaire d'oscillation pour l'arc — circuit dans lequel la capacité et l'inductance sont concentrées, toutes les deux — aura tendance à empêcher la formation de courants d'un ordre suffisamment grand pour donner lieu à des perturbations.

Ce point de vue est appuyé par l'expérience acquise par le Post Office britannique dont les installations à Stonehaven, Northolt, Leafield et Abu Zabal sont équipées de circuits de couplage reliés aux émetteurs à arc. La figure 1 donne le schéma d'un circuit type d'une installation de ce genre. Avec ces circuits on a constaté que

Digitized by Google

l'arc n'amène aucune perturbation sur des longueurs d'onde autres que celle de l'onde fondamentale.

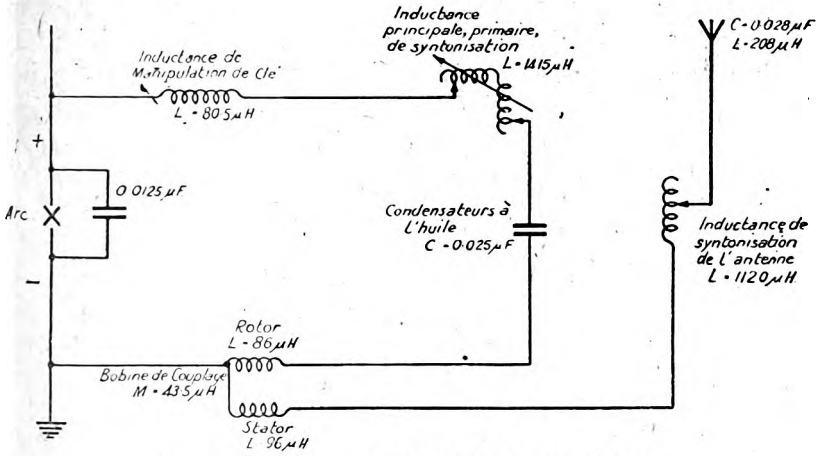
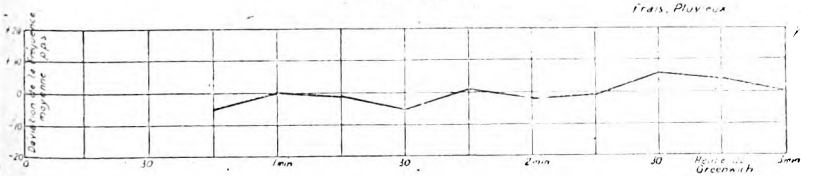


Fig. 1. — **Schéma du circuit de couplage à arc.**

Le circuit utilisé à **Northolt** diffère des autres circuits en ce fait que le circuit secondaire est éloigné du circuit primaire; le couplage entre les deux est effectué par l'intermédiaire d'une ligne de trans-

Variation constatée à **Leafield pendant le signal U. R. S. I. le 27 novembre 1924. Vent très fort.**



Variation constatée à **Leafield pendant le signal U. R. S. I. le 27 novembre 1924. Vent léger.**

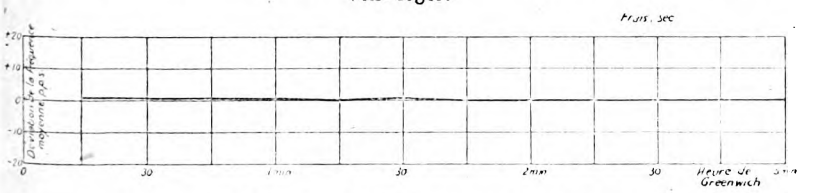


Fig. 2. — **Variation de fréquence. Arc de Leafield. Fréquence moyenne : 2 500 périodes par seconde.**

mission ayant une résistance assez considérable. On voit le schéma du circuit dans la figure 3.

Digitized by Google

Pendant l'excitation du circuit primaire par l'arc, la tension alternative du condensateur C_2 est transmise par une ligne à l'inductance de l'antenne.

Le circuit d'antenne est accordé à la même fréquence que celle du circuit primaire.

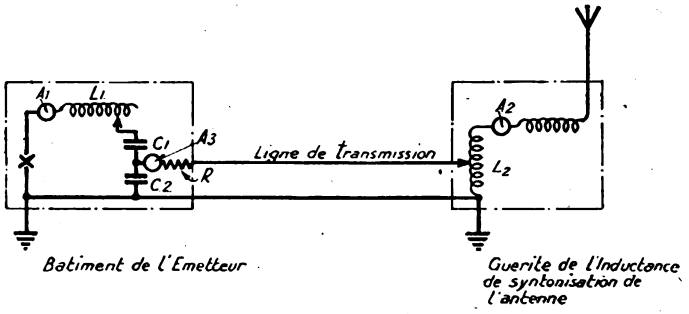


Fig. 3. — Schéma du circuit de couplage d'arc avec ligne de transmission.

La résistance R est intercalée dans la ligne de transmission pour empêcher qu'un des deux types possibles d'oscillation soit engendré : la résistance n'a aucune influence sur l'autre type d'oscillation. Ceci évite la possibilité des changements brusques de longueur d'onde qui sont susceptibles de se manifester avec le dispositif, normalement utilisé, d'un circuit de couplage à l'arc. La résistance présente également l'avantage d'effectuer une diminution des harmoniques et, par suite de la faiblesse du courant dans la ligne de transmission, les pertes dues à sa présence dans cette partie du circuit sont négligeables.

En régime normal d'exploitation, avec une fréquence de 71.5 kc/s la valeur de l'inductance dans le circuit d'antenne entre le point de dérivation dans la ligne de transmission et la terre est 130 µH environ, tandis que la valeur de C_2 est à peu près 0.035 µF. La résistance R est de 100 ohms approximativement.

La figure 4 indique les courbes de résonance. On verra que les circuits sont susceptibles de syntonisation à une fréquence unique.

La valeur normale du courant dans le circuit primaire est d'à peu près 48 ampères : d'autre part, la valeur du courant dans l'antenne est de 41.5 ampères, tandis que le courant dans la ligne de transmission a une valeur de 2.4 ampères seulement.

L'utilisation d'un circuit de couplage relié à un émetteur à arc, présente l'avantage supplémentaire très important que, par son intermédiaire, la stabilité de la fréquence fondamentale est très améliorée.

Digitized by Google

Des essais effectués sur ces installations conduisent à l'hypothèse que l'arc lui-même manque de stabilité, et un circuit de couplage améliore la stabilité ; d'autre part, l'intercalation d'un condensateur

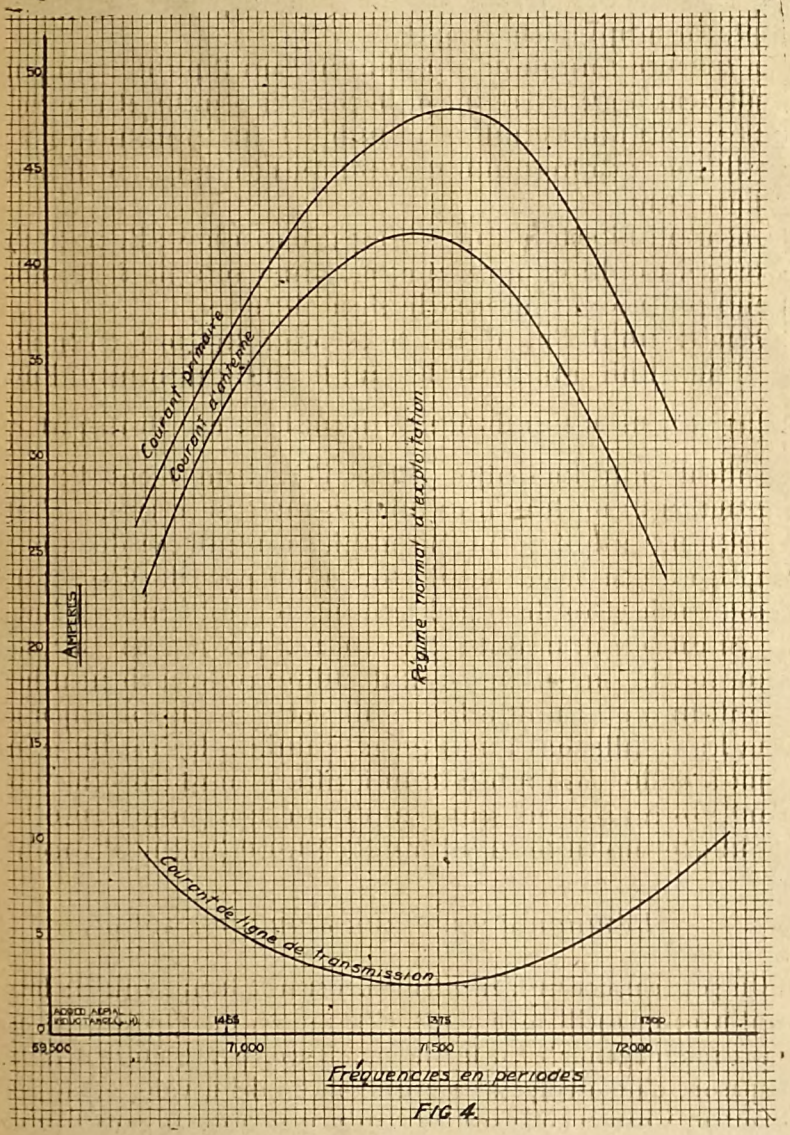


FIG 4.

supplémentaire en dérivation sur l'arc entraîne une amélioration du circuit au point de vue de la stabilisation.

Dans une antenne directement couplée l'agitation des fils de l'antenne par le vent est la cause principale de l'instabilité. L'intercala-

Digitized by Google

tion d'un circuit de couplage réduit beaucoup l'effet des variations des constantes de l'antenne, et, sauf dans le cas d'une tempête, on peut être certain d'obtenir une stabilité de $\pm$ 0,02 0/0. La figure 2 donne l'allure des variations de fréquence en fonction du temps, par temps calme et agité.

La méthode normale de signalisation dans la plupart des grandes installations à arc utilise une onde pour les signaux et une onde de repos et nous avons constaté la possibilité du fonctionnement avec une différence de fréquence entre ces deux ondes qui ne dépasse pas 0.33 pour cent.

L'appareil récepteur doit être capable de choisir l'une ou l'autre de ces deux ondes et un tel récepteur serait sensible à la variation la plus petite de la fréquence du signal émis.

Dans le projet d'un circuit de couplage destiné à un émetteur à arc il faut tenir compte du fait que le fonctionnement de l'arc s'effectue le plus convenablement lorsque la valeur du rapport $\frac{L}{C}$ se maintient entre les limites 150 et 270. Dans le but d'éviter une diminution de rendement en comparaison avec le circuit d'antenne directement couplé il faut maintenir la résistance du circuit de couplage à une valeur aussi réduite que possible. C'est pour cette raison que le choix du type de condensateur est limité. Il faut choisir un condensateur ayant pour diélectrique soit de l'air, soit du mica, soit de l'huile. On ne peut utiliser convenablement les condensateurs à air que dans les installations les moins importantes. Pour les installations à plus grande puissance le Post Office britannique a utilisé des condensateurs à mica et aussi des condensateurs à huile — ces derniers sont groupés en étages jusqu'à 30.000 kVA, et ont une tension de travail jusqu'à 80.000 (valeur efficace).

L'émetteur à lampe, avec circuit de couplage.

On peut considérer l'émetteur moderne à lampe comme fonctionnant avec un oscillateur pilote, c'est-à-dire, du type où les oscillations sont engendrées, à faible puissance, par l'intermédiaire d'un diapason, d'un oscillateur à cristal ou à tube à vide, et où l'effet de réaction, à partir de la sortie jusqu'à la source, est négligeable. On pourrait y ajouter la méthode de manipulation dans laquelle on supprime, pendant la période d'espacement entre les signaux, l'excitation du dernier étage d'amplification du transmetteur.

Dans ces conditions, des émissions qui ne sont pas de la fréquence

Digitized by Google

fondamentale, peuvent se produire ; ces émissions sont dues aux causes suivantes :

a) L'existence dans l'antenne d'oscillations dont les fréquences sont des harmoniques de la fréquence fondamentale.

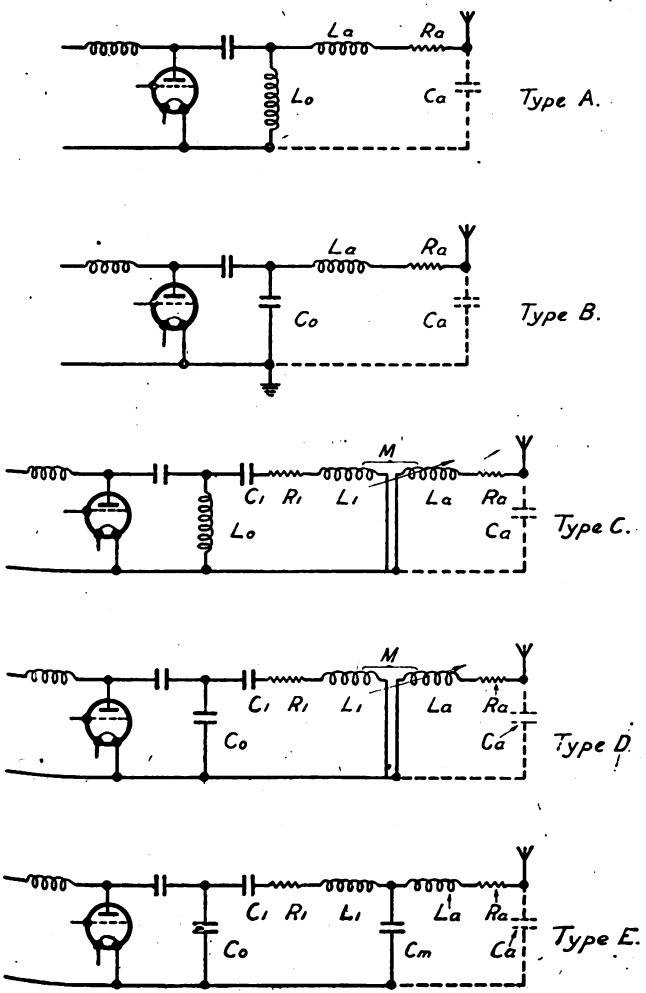


Fig. 5. — Types de circuits de sortie pour émetteur à lampe à vide.

b) L'influence de l'accroissement et de la décroissance des courants dus à la manipulation, y comprises les fréquences qui proviennent des oscillations libres des circuits de couplage.

On peut affirmer que l'émission des harmoniques se manifeste dans une mesure qui dépend de :

Digitized by Google

1° la méthode utilisée pour régler l'impédance du circuit de plaque de la lampe ;

2° la méthode de couplage à l'antenne : capacité ou inductance.

En ce qui concerne 1°, on a constaté qu'un condensateur est préférable à une inductance, pour effectuer une dérivation dans le circuit de plaque ; cela entraîne une diminution des harmoniques, dans l'antenne dont le rapport est m^2 pour le m^{me} harmonique. Les types de circuits B et D (fig. 5) sont m^2 fois supérieurs aux types A et C, respectivement.

Le même argument s'applique à la question du couplage à l'antenne. C'est pour cela qu'au point de vue de l'émission des harmoniques le circuit E, figure 5, est m^2 fois supérieur au type D et, par conséquent, m^4 fois supérieur au type C. Il en résulte que, pour obtenir un minimum de rayonnement des harmoniques, des couplages par capacité devraient être utilisés en même temps dans les circuits de plaque et de l'antenne.

L'amélioration au point de vue de l'émission de la m^{me} harmonique pour n'importe quel circuit de couplage est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{\beta\pi\delta_a}{\delta_1\delta_a + \pi^2k^2}$$

ou $$\beta = 1 - \frac{1}{m^2}$$

δ_a = décrement du circuit de l'antenne

δ_1 = décrement du circuit intermédiaire

k = coefficient de couplage.

Pour les harmoniques supérieurs, où β s'approche de l'unité, on peut considérer l'expression

$$\frac{\pi\delta_a}{\delta_1\delta_a + \pi^2k^2} = \frac{\pi}{\delta_1 + \frac{\pi^2k^2}{\delta_a}}$$

comme mesure du « facteur d'amélioration » du circuit de couplage proprement dit : ce facteur doit être multiplié par une puissance de m, qui dépend de la nature des couplages.

Au point de vue du rendement il y a lieu d'exiger que le rayonnement de l'antenne soit aussi élevé que possible. Or, étant donné que pour un système d'antenne et pour une fréquence donnée, δ_a est déterminé, on peut déduire de la formule que l'« amélioration » ne peut être augmentée que par la décroissance de k et de δ_1. La for-

(1) *Journal I.E.E.* Vol. 64 N° 363, pages 297-326.

Digitized by Google

mule, par conséquent, démontre l'opportunité de réduire δ_1 au minimum par la construction de l'inductance la plus efficace que possible et par *l'emploi* de condensateurs ayant des pertes très faibles.

L'étude des radiations gênantes qui proviennent de l'accroissement et de la décroissance du courant aux instants de la manipulation, présente certaines difficultés parce que jusqu'à maintenant aucune méthode sûre et scientifique d'éliminer les caractéristiques de l'appareil récepteur et de les écarter des observations ou des mesures faites sur des émissions n'a été découverte et mise au point.

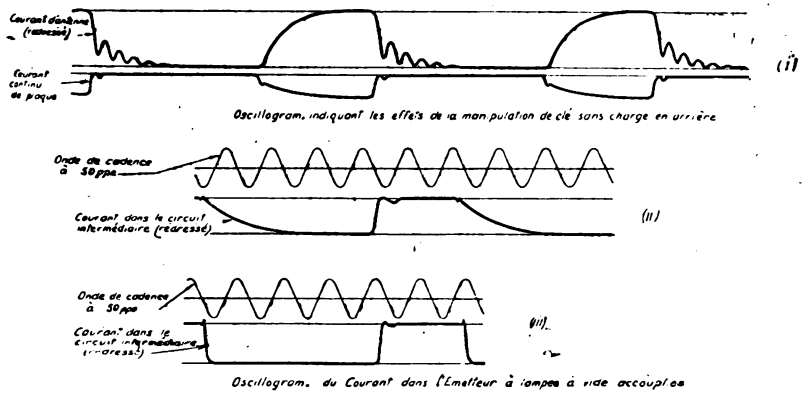


Fig. 6.

Les émissions gênantes qui se produisent pendant les périodes de la manipulation envoie des courants de repos dépendent en grande partie de la mesure dans laquelle la conductibilité de la lampe à vide a été utilisée pour augmenter le décrement du circuit intermédiaire pendant les intervalles.

Sur la figure 6 on a indiqué la nature du courant qui peut se produire dans l'antenne, lorsque la lampe à vide n'est pas chargée entre les signaux et sur la même figure se trouve un oscillogramme du courant redressé dans le circuit intermédiaire dans des conditions analogues. Le diagramme 6_3 indique de quelle manière le courant dans le circuit intermédiaire est influencé si la lampe à vide est chargée entre les signaux.

Si la lampe à vide n'est pas chargée entre les signaux, il en résulte un rayonnement des fréquences qui correspondent aux périodes d'oscillation libre des circuits de couplage. On peut obtenir l'amortissement nécessaire de la lampe par la polarisation de la

Digitized by Google

grille de la lampe du dernier étage d'amplification au moyen d'une combinaison de résistance de grille et d'une génératrice produisant sur celle-ci une tension négative.

La téléphonie et le système multiple d'émetteurs.

Lorsqu'on a besoin d'une bande de fréquence destinée à la télécommunication, comme dans le cas des émetteurs téléphoniques où des émetteurs utilisés à la fois pour la téléphonie et la télégraphie sur le même circuit, comme dans le cas aussi où plusieurs voies télégraphiques fonctionnent sur une onde porteuse unique, il est indispensable que la largeur de la bande utilisée soit strictement bornée aux limites nécessaires à la communication.

Ces conditions exigent, en premier lieu, l'emploi de filtres susceptibles de supprimer toutes les fréquences qui ne sont pas indispensables.

D'autre part, dans le cas où une onde porteuse est modulée, ce qui est nécessaire pour les types de transmetteurs mentionnés ci-dessus, un autre genre de perturbation peut se produire, qui provient d'une interférence entre les différentes fréquences de modulation et leurs harmoniques.

Des essais effectués par le Post Office britannique ont démontré qu'une telle interférence entraîne des perturbations non seulement dans les limites de la bande utilisée pour la transmission, mais encore dans une intervalle de fréquences très étendue, de chaque côté de la bande du travail, si des dispositions spéciales ne sont pas prises pour les éviter.

L'amplitude et l'étendue de ces effets dépendant beaucoup de l'allure des caractéristiques d'amplification du transmetteur. Afin de réduire ces émissions au minimum, il faut s'assurer que chaque étage d'amplification à une courbe caractéristique d'allure linéaire.

Digitized by Google

ANNEXE II

Coordination de la Radiotéléphonie et de la Téléphonie dans le service téléphonique international

Avis émis par le Comité consultatif international des communications téléphoniques à grande distance en cours de sa réunion à Berlin du 3 au 10 juin 1929.

Le Comité consultatif international.

Considérant :

que l'utilisation d'une liaison radiophonique dans un circuit téléphonique à grande distance implique certaines conditions spéciales qui entraînent des difficultés particulières que l'on ne rencontre pas, lorsque des liaisons par fils sont uniquement utilisées,

qu'un circuit radiotéléphonique diffère d'un circuit métallique par les points suivants :

1° Un circuit radiotéléphonique est sujet à des variations d'affaiblissement, (avec la difficulté particulière de l'évanouissement des signaux (fading) qui caractérise la transmission avec de très hautes radiofréquences.

2° Un circuit radiotéléphonique souffre des bruits causés par les parasites atmosphériques dont l'intensité varie depuis une quantité négligeable jusqu'à une valeur de même ordre de grandeur que le signal qu'on désire recevoir.

3° Des précautions spéciales sont nécessaires dans l'établissement et l'entretien d'un circuit radiotéléphonique, afin d'éviter, au poste radiorécepteur, les perturbations causées par le radiotransmetteur utilisé pour l'autre sens de transmission et par les radiotransmetteurs utilisés pour d'autres services, en d'autres termes, il faut éviter ou corriger les conditions anormales d'amorçage d'oscillations (singing) ou de diaphonie.

4° Afin de maintenir la liaison radiophonique dans les meilleures conditions au point de vue de la transmission, il est nécessaire de disposer de moyens spéciaux pour s'assurer que le radiotransmetteur fonctionne autant que possible toujours à pleine charge quels

Digitized by Google

que soient la nature et l'affaiblissement de la ligne de prolongement, reliée au circuit radiotéléphonique.

5° La bande des fréquences vocales que la liaison radiophonique peut transmettre, peut être limitée par une ou plusieurs des conditions suivantes :

a) Nécessité d'économiser les fréquences utilisables pour les radiotransmissions ;

b) Emploi d'une basse radio-fréquence ;

c) Nécessité d'employer des filtres électriques avec le système de transmission particulier qu'on utilise.

6° Un circuit radiotéléphonique est en général un circuit intercontinental, à grande distance procurant un service téléphonique entre deux réseaux étendus et ce fait a une grande importance à deux points de vue :

a) Il est désirable que les caractéristiques de transmission que l'on s'efforce de réaliser dans l'établissement de ce circuit radiotéléphonique soient meilleures que celles actuellement prescrites pour les circuits métalliques à grande distance.

b) Dans l'état actuel de la technique, il ne convient pas de priver le public d'un service très utile, sous prétexte qu'il ne satisfait pas toujours au degré d'excellence désirable pour les communications à grande distance au point de vue de la qualité.

Emet, à l'unanimité, l'avis :

1° que la bande des fréquences transmises par un circuit radiotéléphonique ne soit pas inférieure à celle recommandée par le C.C.I. pour les circuits téléphoniques internationaux à grande distance, c'est-à-dire 300-2 500 pps, mais il est désirable de procurer si possible une bande de fréquences plus large et, quand on peut le faire, le circuit radiotéléphonique devrait être projeté en vue de transmettre une bande de fréquences de 200-3 000 pps au moins.

Remarque. — Dans l'état actuel de la technique, il peut être désirable d'utiliser provisoirement des bandes de fréquences autres que celles spécifiées ci dessus, s'il en résulte une amélioration de la transmission, par exemple par suite d'une réduction du volume des bruits.

2° que l'équivalent normal d'un circuit radiotéléphonique ne soit pas supérieur à la limite recommandée pour les circuits à grande distance, c'est-à-dire 1,3 néper ou 11,3 décibels, mais quand on peut le faire, un circuit radiotéléphonique devrait être projeté de manière à avoir un équivalent inférieur à cette valeur dans des condi-

Digitized by Google

tions radioélectriques favorables ; que, comme dans l'état actuel de la technique, il n'est pas pratique de maintenir toujours un circuit radiotéléphonique strictement au-dessous de cette limite de 1,3 néper ou 11,3 décibels, une certaine tolérance doit être accordée lorsque les conditions radioélectriques sont défavorables plutôt que de priver les abonnés d'un service à grande distance très utile. Il faut observer que, en cas de conditions radioélectriques défavorables, il pourra être nécessaire de renoncer aux prolongements normalement possibles de la liaison radiophonique par des liaisons par fils.

3° que tous les efforts possibles soient faits pour réduire le niveau des bruits par rapport à celui de la parole, en utilisant des dispositifs radioélectriques tels que les antennes dirigées, etc... Toutefois, il sera nécessaire de tolérer de larges variations du niveau des bruits sur un circuit radiotéléphonique. De plus, dans l'état actuel de la technique, on ne peut encore recommander, ni une valeur maximum du rapport de l'intensité des bruits à celle de la parole, ni une méthode de mesure des bruits.

Provisoirement, les valeurs suivantes peuvent être prises comme guide pour le niveau des bruits sur un circuit radiotéléphonique :

a) Dans des conditions radioélectriques moyennes, on peut compter sur une tension moyenne de bruits allant jusqu'à 25 millivolts ou moins dans 600 ohms au niveau de transmission zéro, ce qui correspond en courant redressé à une puissance moyenne de 0,001 milliwatt.

b) Dans des conditions radioélectriques défavorables, on peut tolérer une tension moyenne de bruits jusqu'à 200 milliwolts dans 600 ohms au niveau zéro, si les circuits de prolongement, y compris les circuits d'abonnés, sont d'une qualité suffisamment bonne (cette tension de bruit correspond à une puissance moyenne de 0,067 milliwatt en courant redressé). On devra s'assurer que la tension de bruit n'est pas telle que les suppresseurs d'écho dont les circuits de prolongement peuvent être munis soient actionnés.

4° que les circuits de prolongement raccordés à un circuit radiotéléphonique soient conformes aux recommandations diverses du CCI concernant l'équivalent de transmission, la distorsion, les bruits, les échos et les phénomènes transitoires, etc., sur les circuits métalliques usuels, en particulier les suivants :

a) L'équivalent entre un abonné et les bornes du circuit radiotéléphonique ne doit pas dépasser $1{,}3 + 1{,}0 = 2{,}3$ népers ou 20 décibels. L'équivalent de transmission total entre deux abonnés, y com-

Digitized by Google

pri le circuit radiotéléphonique et, le cas échéant, les amplificateurs sur cordons, ne doit pas dépasser 3,3 népers ou 30 décibels (Livre Vert, page 64).

b) La tension de bruit ne doit pas dépasser la valeur provisoire de 5 millivolts dans 600 ohms au niveau de transmission — 1 (proposition de la 3e C.R. à Cologne en réponse à la question 16).

c) Les effets d'échos ne doivent pas dépasser les limites indiquées dans les courbes et les avis du CCI figurant aux pages 66 à 68 du Livre Vert.

d) La durée des phénomènes transitoires dans les circuits de prolongement doit être telle que la durée totale d'un phénomène transitoire pour une fréquence quelconque de la bande à transmettre et pour le circuit complet entre abonnés (y compris le circuit radiotéléphonique et les deux lignes de prolongement) ne dépasse pas 30 millisecondes.

5° que, dans le cas où un circuit radiotéléphonique utilise une bande de radiofréquences assez basses, rendant nécessaire, vu l'encombrement de l'éther, l'utilisation de la même bande de radiofréquences pour la transmission dans les deux directions, ce circuit radiotéléphonique soit muni d'un dispositif de commutation commandé par la voix, afin d'éviter un amorçage d'oscillations (singing) ou des perturbations causées par un poste radiotransmetteur sur le poste radio-récepteur.

Bien qu'il ne soit pas toujours essentiel au point de vue technique d'employer un dispositif de commutation commandé par la voix, lorsque l'on n'utilise pas la même bande de fréquence pour la radiotransmission dans les deux sons (ce qui est la pratique actuelle pour des radiofréquences très élevées), il est désirable d'équiper un circuit radiotéléphonique avec de tels dispositifs, afin de pouvoir utiliser ce circuit :

a) avec un petit équivalent de transmission et

b) pour relier ensemble deux circuits de prolongement à grande distance qui, en l'absence d'un tel dispositif, constitueraient une liaison présentant des effets d'écho excessifs.

6° que, dans l'état actuel de la technique et afin de maintenir la parole, aux niveaux nécessaires sur la liaison radiophonique, un opérateur technique spécial surveille la transmission d'une manière continue à partir d'une position équipée avec des instruments indiquant les volumes de la voix et des bruits perturbateurs ; que cet opérateur puisse régler le volume de son de manière à charger complètement le radiotransmetteur et qu'il procède à tous les réglages

Digitized by Google

nécessaires des conditions du circuit (en agissant également sur les dispositifs commandés par la voix) afin que les conditions du circuit radiotéléphonique soient à chaque instant dans un rapport convenable avec le volume des sons de la parole et l'intensité des bruits perturbateurs.

7° que, en particulier lorsqu'on utilise des radiofréquences très élevées, le circuit radiotéléphonique soit équipé avec des appareils de réglage automatique de gain, afin de compenser automatiquement et autant qu'on peut le faire le phénomène d'évanouissement des signaux radioélectriques (fading).

8° que les équipements terminaux du circuit radiotéléphonique soient tels que ce circuit puisse être connecté comme un circuit quelconque avec tout autre type de circuit.

ANNEXE III

Arrangement international particulier concernant la réglementation des licences d'amateurs.

Hors séance, les délégués des Administrations des pays ci-après, présents à La Haye à l'occasion de la première réunion du Comité consultatif international technique des communications radioélectriques :

Afrique équatoriale française, Afrique occidentale française, Algérie, Allemagne, Autriche, Belgique, Bulgarie, Congo belge, Espagne, Finlande, France, Hongrie, Indochine française, Italie, Madagascar, Maroc, Norvège, Pays-Bas, Pologne, Roumanie, Suisse, Tchécoslovaquie, Tunisie,

se basant sur l'article 14, de la Convention de Washington ayant trait aux arrangements particuliers ;

tout en reconnaissant les services rendus par les études et les expériences d'amateurs et sans vouloir aucunement entraver les recherches intéressantes ;

considérant que les possibilités d'exploitation accordées par le règlement général de Washington aux stations d'amateurs ne doivent pas laisser à celles-ci la faculté d'apporter une gêne quelconque au trafic des stations d'intérêt général ;

que le développement croissant des communications radioélectri-

Digitized by Google

ques à grande distance établit une solidarité d'intérêts entre les pays du monde entier ;

ayant constaté l'impossibilité de recueillir actuellement l'accord de tous les pays du monde représentés au C. C. I. R., quant à l'uniformisation des conditions minima à imposer dans chaque pays aux postes émetteurs privés dits « d'amateurs » ;

considérant, néanmoins, qu'il y a une utilité très grande à établir une base uniforme de réglementation en la matière, parce qu'il n'est pratiquement pas possible à un pays déterminé de réglementer le travail de ses propres amateurs sans tenir compte de la gêne que ces derniers peuvent apporter aux services radioélectriques d'autres pays ;

que l'adoption d'une réglementation d'ordre général pour un ensemble de pays aura pour effet, d'éviter des contestations entre les amateurs et leurs Administrations respectives ;

ont estimé nécessaire de jeter les bases d'un arrangement particulier étendu dont ils proposent l'adoption dans le plus bref délai possible à leurs Administrations respectives.

Cet arrangement, tout en laissant à chaque pays le soin de réglementer et de surveiller en toute indépendance le fonctionnement des postes d'amateurs installés dans ce pays, d'édicter toutes prescriptions d'ordre intérieur, administratif ou autre qu'il jugerait utiles, comporte les dispositions ci-après :

1° Aucune personne ne sera autorisée à faire fonctionner un poste d'émission avant d'avoir fait preuve d'aptitude conformément à un programme établi par l'Administration du pays intéressé ; ce programme comporte au minimum :

la transmission et la réception auditive du Code Morse à la vitesse de dix (10) mots par minute, tant pour les amateurs radiotélégraphistes que radiotéléphonistes,

des notions élémentaires d'électricité et de radioélectricité et notamment celles qui ont trait au fonctionnement et au réglage du poste de l'amateur ;

la législation et la réglementation nationales en matière de communication radioélectriques ;

les parties du règlement général annexé à la Convention de Washington, ayant trait au fonctionnement des stations d'amateurs.

Le bénéficiaire d'une licence d'amateur devra être âgé d'au moins seize ans.

2° Chaque Gouvernement, en application du droit que lui confère le règlement général de Washington, article 5, § 18, alinéa 1er,

Digitized by Google

apportera telle restriction qu'il jugera nécessaire dans l'emploi par les amateurs des bandes de fréquence qui leur ont été attribuées à Washington ; en Europe continentale notamment, les amateurs ne seront pas autorisés à émettre sur les bandes de fréquence réservées à la fois aux services publics et aux amateurs ; cependant, la bande de 3 500 à 3 600 kc/s (85,71 à 83,33 m), pourra être autorisée pour les amateurs.

3° Les Administrations attribueront aux titulaires de licences d'amateurs des *bandes* de fréquence et non des fréquences déterminées ; ces Administrations n'assumeront aucune responsabilité au sujet des brouillages.

4° La qualité des ondes devra être telle que le spectre entier des fréquences émis par tout poste d'amateur, soit intégralement compris dans une des bandes qui lui sont attribuées.

5° Les émissions ne pourront pratiquement pas produire d'harmoniques nuisibles.

6° Il sera imposé à chaque station d'amateur l'usage permanent d'un ondemètre précis à 0,5 % (un demi pour cent) près et dont l'étalonnage aura été approuvé par l'Administration.

7° La puissance totale employée pour l'alimentation de l'ensemble des anodes du dernier étage de l'émetteur, y compris, le cas échéant, les lampes modulatrices, sera limitée à 50 (cinquante) watts.

8° Il est interdit d'utiliser pour l'alimentation des anodes du courant alternatif non redressé, ou bien du courant alternatif redressé, ou du courant continu insuffisamment filtrés.

9° Les émissions radiotélégraphiques seront exclusivement effectuées :

a) En ondes entretenues pures ;

b) En ondes entretenues modulées sous condition que cette modulation n'ait pas pour effet d'apporter une gêne à d'autres réceptions radioélectriques.

10° Les amateurs ne pourront émettre ou échanger que des communications relatives à des essais ou à des réglages d'appareils, à l'exclusion absolue de tout autre genre de message.

11° Les Administrations veilleront d'une façon effective à l'application de la prescription du règlement général de Washington concernant l'émission fréquente, par chaque station, de son indicatif.

12° Les Administrations pourront apporter telles restrictions qu'elles estimeront nécessaires aux heures de fonctionnement des stations d'amateurs, notamment dans le but de protéger l'audition de la radiodiffusion.

Digitized by Google

13° Tout amateur sera obligé de tenir un livre-journal sur lequel il sera fait mention des heures des émissions, des longueurs d'onde employées ainsi que des indicatifs de tous ses correspondants.

14° Les Administrations collaboreront activement à la surveillance des postes d'amateurs, en se signalant mutuellement les irrégularités constatées par elles.

15° L'Administration de chaque pays communiquera au Bureau international de l'Union télégraphique à Berne :

a) Sa réglementation concernant les postes d'amateurs, notamment le programme dont il est question au 1° ci-dessus ;

b) La liste des amateurs régulièrement autorisés dans ce pays.

16° L'Administration de chacun des pays intéressés voudra bien notifier le plus tôt possible au Bureau international de l'Union télégraphique à Berne son adhésion au présent arrangement particulier, en mentionnant éventuellement les réserves qu'elle croirait devoir y apporter.

17° Les pays dont les délégués n'ont pas pris part à l'élaboration du présent arrangement, mais qui s'y rallieraient ultérieurement, voudront bien en faire part au Bureau international de l'Union télégraphique à Berne, en mentionnant éventuellement les réserves qu'ils croiraient devoir y apporter.

L'original du présent arrangement a été remis au Bureau international de l'Union télégraphique à Berne, en vue de sa communication aux Administrations.

On demande Ingénieur électro-acousticien au courant amplis basse fréquence et haut-parleur de puissance.
S'adresser à la Revue qui transmettra.
S'abstenir si pas références sérieuses.

Digitized by Google

CARTES DE PROPAGATION D'ONDES COURTES [1]

par Robert BUREAU

SOMMAIRE. — Dans quelles conditions la construction de cartes de propagation est-elle possible ? Méthode de construction de ces cartes. — Rappel de résultats antérieurement publiés. — Présentation de cartes de propagation. — Les anneaux de silence sur ondes intermédiaires dans le jour. — Les zones d'audition intérieure sur ondes courtes la nuit. — La naissance et le développement d'une zone de silence. — Relations entre l'atmosphère et les phénomènes de propagation. — Exploration indirecte de l'ionosphère. — Vers les cartes de l'ionosphère. — Remerciements. — Liste de collaborateurs

1. — *Le tracé des cartes de propagation.* — L'un des moyens les plus simples en apparence, pour représenter les conditions de propagation des ondes courtes, consiste à délimiter sur une carte les régions dans lesquelles une émission est entendue et celle où elle est inaudible, régions qu'on a coutume de dénommer « *zones de silence* ». Si les phénomènes de propagation se répétaient identiquement d'un jour à l'autre, on pourrait dresser de telles cartes en utilisant les résultats d'expériences successives effectuées en un grand nombre de localités. C'est ainsi qu'on procède pour les cartes magnétiques, et on a le droit de le faire par suite des faibles variations qu'on constate d'un jour à l'autre dans les valeurs des éléments magnétiques. Malheureusement les phénomènes de propagation sont beaucoup plus irréguliers. Ils révèlent non seulement des variations périodiques diurnes et annuelles d'une très grande amplitude, mais également des variations apériodiques brusques et profondes. Si l'on veut construire des cartes donnant l'image de phénomènes réels, il faut que toutes les observations qui y figureront aient été faites au même moment. La méthode à suivre est donc la même qu'en météorologie et pour les mêmes raisons.

L'organisation d'un réseau d'observations est le premier devoir à remplir. Comme en météorologie il faudra que ce réseau soit étendu en surface (l'idéal étant de construire des cartes pour l'ensemble du globe), qu'il soit assez dense (la densité nécessaire étant fonction de la variabilité du phénomène en surface, qu'il soit ho-

(1) Communication faite à la Société des Amis de la T.S.F., le 22 janvier 1930

Digitized by Google

mogène, c'est-à-dire que les observations d'un même poste restent comparables à elles-mêmes et que celles de deux postes soient comparables entre elles. On ne saurait réaliser trop sévèrement cette homogénéité. Toutefois le désir d'y parvenir à la perfection ne doit pas devenir un obstacle à sa réalisation. En effet, s'il est une homogénéité nécessaire, il en est également une suffisante et nous ne savons pas à *priori* quelle est cette dernière. L'expérience seue peut nous l'apprendre. Tant que les différences tolérées entre deux observations d'un même poste ou entre celles de deux postes sont d'un ordre de grandeur inférieur à celui de la variabilité du phénomène étudié, la tolérance est acceptable. Pour savoir qu'il en est bien ainsi, il convient d'accroître la densité du réseau et de faire appel dans la construction des cartes à des procédés d'analyse en tous points comparables aux procédés d'analyse employés aujourd'hui dans la construction des cartes météorologiques. On s'en rendra surtout compte par l'examen des exemples présentés plus loin, je voudrais toutefois signaler dès maintenant les points suivants :

Deux des caractères les plus nets de la propagation des ondes courtes sont la variation diurne et la variation de cette variation le long de la gamme des fréquences. Dans l'espace, ces variations ne doivent pas présenter de discontinuités brutales. Autrement dit l'image *en surface* que nous cherchons à réaliser n'est pas une image à deux dimensions, mais à quatre représentée par une fonction.

$$I = f(x, y, H, F)$$

où I est l'intensité du champ produit par l'émission au point (x, y) à l'heure H sur la fréquence F.

Pour construire la coupe de l'hypersurface représentant la fonction f à une heure H et sur une fréquence F, nous pourrons non seulement utiliser les points donnés par l'observation directe, mais également ceux fournis par l'intersection de la carte à construire avec la courbe de l'hypersurface correspondant à un point (x, y), et à une fréquence F ou encore à la courbe correspondant à ce point (x, y) et à une heure H. La première courbe est la courbe de variation diurne de la réception d'une onde donnée en une station, l'autre la courbe de la variation d'intensité avec la longueur d'onde en une station et à une heure déterminée.

C'est pourquoi, en organisant les expériences destinées a la construction des cartes de propagation il faut toujours chercher à prolonger ces expériences pendant 24 heures ou tout au moins pendant

Digitized by Google

12 heures et à les assurer sur plusieurs ondes réparties le long de la gamme des fréquences. La construction de familles de cartes devient réalisable là où la construction de cartes isolées ne le serait guère. Il est enfin une famille de courbes de l'hypersurface qu'on utilise constamment dans le tracé des cartes de propagation : ce sont les courbes correspondant à une fréquence F, une heure H et un angle polaire ω (les coordonnées rectangulaires étant remplacées par des coordonnées polaires autour de l'émetteur comme pôle [1]). Si ces courbes se transforment d'une manière continue quand varie l'angle polaire ω, les régions de réception faible, de réception forte ou de réception nulle formeront des anneaux ou des croissants autour de l'émetteur. C'est bien ce que montre l'expérience. On aboutit ainsi à la forme finale des cartes par une méthode d'approximations successives. Une première interprétation suivie d'un premier tracé de chaque carte individuelle aboutit à une première approximation dans la connaissance de l'hypersurface. Comme nous venons de le voir, l'étude des courbes et des familles de courbes de la surface nous donne de nouveaux points dans chaque carte et nous permet d'interpréter plus correctement chacune d'entre elles. En général le travail d'analyse s'arrête là. Il ne saurait d'ailleurs combler des lacunes trop importantes du réseau d'observations, soit pour permettre de très larges interpolations, soit surtout pour permettre des extrapolations et pour étendre les cartes au delà des stations les plus éloignées.

L'extension du réseau d'observations est donc l'œuvre principale à laquelle il faut travailler sans relâche.

2. *Résumé des résultats antérieurement publiés* [2]. — Pour construire des cartes de propagation j'ai utilisé les résultats d'expériences sur la propagation (essais sur ondes courtes) organisées depuis les premiers mois de 1926 par l'Office National Météorologique et le Comité français de radiotélégraphie scientifique. Pour ces expériences, il a été fait appel à la fois à la collaboration des amateurs et à celle des services officiels, en France d'abord, puis hors de France. Dans l'élaboration des programmes d'émission,

(1) Voir figure 5 des exemples de ces courbes.

(2) R. Bureau. Comptes-rendus, t. 188, 1929, p. 455 à 457. Etude expérimentale des zones de silence dans la propagation des ondes courtes.
R. Bureau. *La Météorologie*, t. V (Nouvelle Série) 1929, p. 395 à 442. Nouvelles recherches sur la propagation des ondes courtes dans l'atmosphère.

Digitized by Google

on s'est efforcé, tout en tenant compte de la nécessité de se rapprocher le plus possible de l'idéal exposé ci-dessus (c'est-à-dire essais pendant 24 heures le long de la gamme des fréquences), de permettre au plus grand nombre possible de collaborateurs de prendre part aux expériences. Ce nombre augmente chaque année. Une première liste relative aux essais entrepris de octobre 1928 à février 1929, a déjà été publiée (*La Météorologie, loc. cit.*). Elle comprenait 103 noms en France et en Afrique du Nord et 37 noms à l'étranger. La liste publiée ci-après comprend 151 noms en France et 101 noms à l'étranger. Les cartes publiées dans le présent travail sont relatives pour la plupart aux essais entrepris de juillet à décembre 1929. La densité des observations y est plus grande que dans les cartes antérieurement publiées. Il est donc intéressant de noter que les nouvelles cartes ont confirmé les conclusions antérieures dont voici le résumé :

« Les quelques 600 cartes construites à l'aide des résultats fournis par les essais d'octobre 1928 à février 1929 complétées par celles plus nombreuses, mais moins précises (moins d'observations) construites avec les résultats des essais analogues de 1927 et des essais restreints, mais poursuivis quotidiennement depuis septembre 1927, permettent dès maintenant de présenter l'image suivante de la propagation à faible distance et pour des émetteurs de puissance moyenne (1).

« *Les zones de silence sont, comme il était déjà connu, d'autant plus importantes que l'onde est plus courte et que la nuit est plus avancée. Mais ces zones n'ont que rarement une forme circulaire et même une forme symétrique.*

« *Elles apparaissent souvent sous forme d'anneaux successifs qui sont parfois incomplets et prennent alors la forme de croissants. Quand la nuit s'avance, les anneaux de silence se soudent peu à peu les uns aux autres, formant ainsi peu à peu des zones de silence très étendues.*

« *D'autres fois, il apparaît d'abord une zone de silence homogène, puis au milieu de cette zone se développe une zone d'audition intérieure qui peut être fort étendue et arriver à absorber presque totalement, en particulier dans certaines directions, la zone de silence. Ce phénomène de disparition, par l'intérieur, de la zone de silence paraît s'intensifier quand on augmente la puissance*

(1) De 150 à 500 watts antenne.

Digitized by Google

d'émission. L'un des avantages de la puissance dans les liaisons à distances restreintes sur ondes courtes serait donc de favoriser le mode de propagation auquel ces zones intérieures sont dues et de contribuer ainsi à lutter contre les anomalies négatives provoquées par les variations des zones de silence.

... « *Dissymétrie et structure annelée sont donc les deux principaux caractères qu'ont déjà révélés les cartes de propagation.*

« *Sur la cause des phénomènes constatés, les cartes nous donnent quelques indications et montrent en certains cas une liaison étroite avec les situations météorologiques.* ».

(*La Météorologie, loc. cit.* pp. 412 et 414).

3. *Cartes de propagation à faible distance.* — La densité de plus en plus grande des observations assurées en France et dans les pays voisins m'a amené à construire à plus grande échelle des cartes spéciales pour ces régions de manière à pouvoir y noter l'intensité évaluée (dans l'ancienne échelle 0 à 9) par chaque poste et non plus à me contenter d'y porter 3 signes différents suivant que l'audition était nulle, faible (1 à 5) ou forte (6 à 9). Il n'était pas évident *à priori* que cette précision nouvelle serait utilisable. On pouvait même craindre que de telles indications détaillées n'aient aucun sens étant donné l'homogénéité insuffisante du réseau. J'ai tracé les premières cartes de cette sorte par acquit de conscience, et j'étais, je l'avoue, sceptique sur les résultats. Je n'en fus que plus étonné en constatant qu'ils n'étaient aucunement désordonnés et qu'on pouvait tracer des courbes d'égale intensité en certains cas, et presque toujours grouper en régions et anneaux des observations dont l'intensité évaluée ne variait que de un ou deux points. L'examen des quelques exemples publiés dans ce travail le montrera davantage qu'un plus long discours.

A. *Ondes intermédiaires le jour.* (Figures 1, 2, 3 et 4). — On sait que ces ondes ont une très faible portée de jour. On serait donc tenté de penser qu'elles ne présentent pas les caractères particuliers aux ondes courtes et que l'intensité de réception s'affaiblit régulièrement avec la distance. Dans le jour ces ondes ne se propageraient ainsi que par rayonnement direct. La propagation en hauteur qui produit les zones de silence et les portées lointaines ne s'observerait pas alors. Les cartes 1 à 4 montrent qu'il n'en est rien et que dans le cas qui nous occupe le rayonnement en hauteur joue un

Digitized by Google

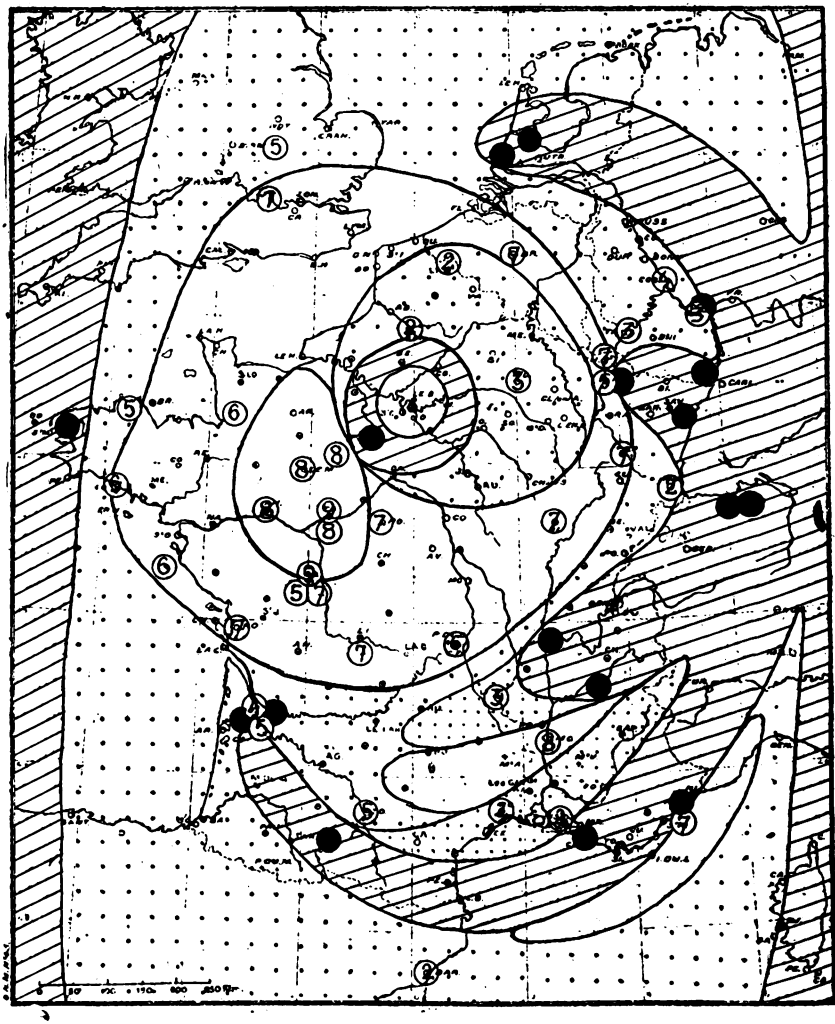


Fig. 1. — 27 juillet 1929, 12 h. 28 f = 5445 Kc/s 56 mètres intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

rôle prédominant. A vrai dire ce résultat n'est pas nouveau. Appleton en mesurant de jour la hauteur équivalente des couches ionisées sur des ondes de 100 m. nous l'avait déjà fait connaître.

La figure 1 montre une carte relative à l'onde de fréquence 5 445 Kc/s (56 mètres) en été. Les figures 2, 3 et 4 des cartes relatives à l'onde de fréquence 3 126 Kc/s (95 mètres) en hiver. Dans

Digitized by Google

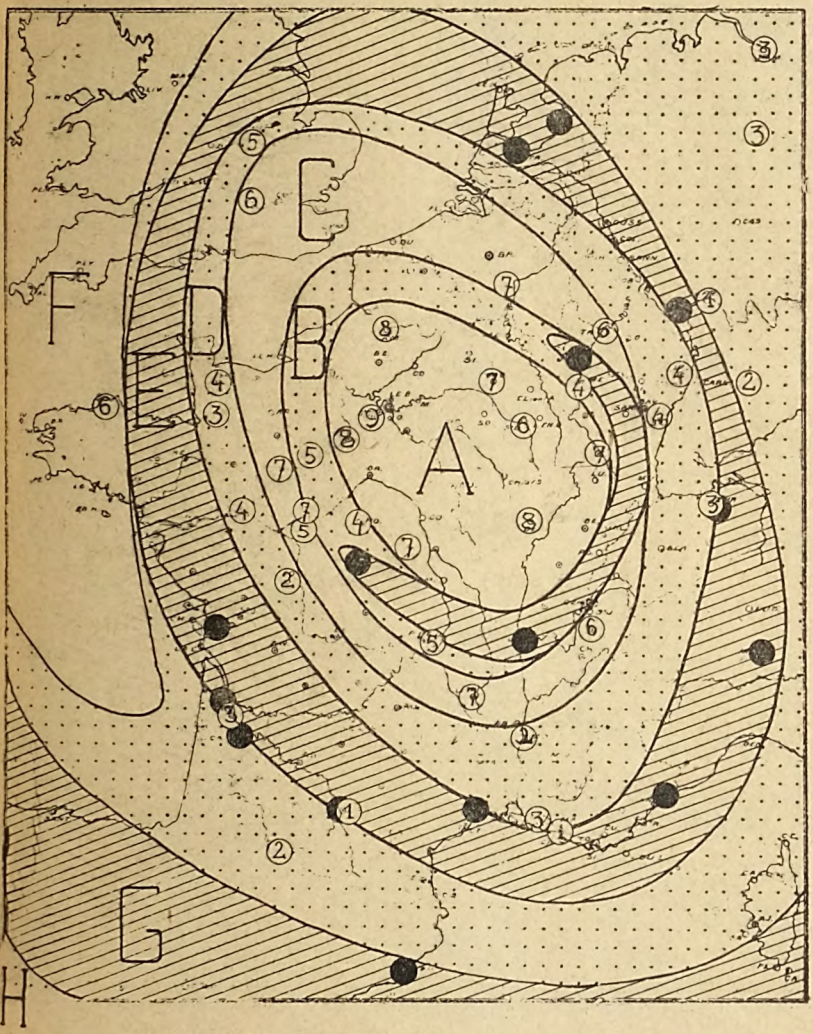


Fig. 2. — 14 novembre 1929, 12 h. 25 ; f = 3126 Kc/s (95 mètres) intensité dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu; les zones de silence sont hachurées.

les deux cas l'émetteur utilisé était un émetteur Lévy dont la puissance est approximativement de 500 watts-antenne. En juillet l'émetteur était installé à Argenteuil, en Novembre et en Décembre à Issy-les-Moulineaux.

Sur la figure I on remarque :

a) la forme dissymétrique des zones d'audition.

Digitized by Google

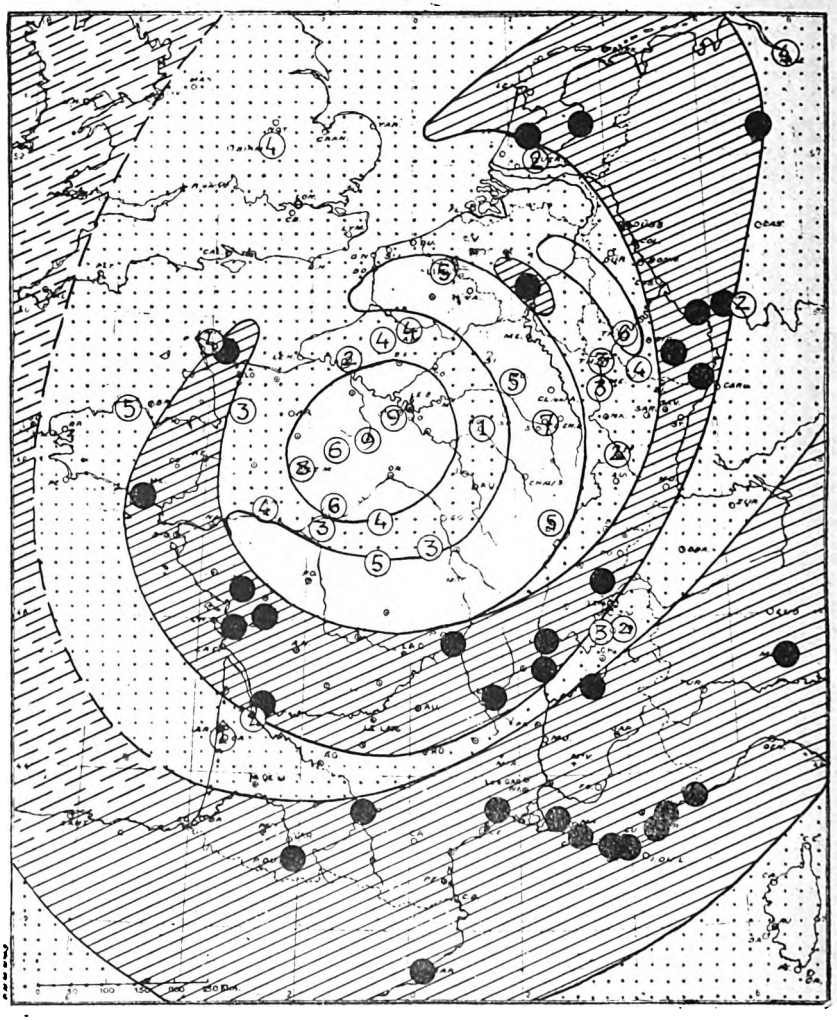


Fig. 3 — 12 décembre 1929, 12 h. 25 f = 3126 Kc/s (95 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

b) l'existence à l'Est de l'émetteur de deux croissants de silence soudés en leur milieu.

c) au Sud-Ouest de l'émetteur et à environ 150 km une zone d'audition forte tandis qu'au Nord-Est nous constatons à peu près à la même distance une zone d'audition faible.

Sur la figure 2 on remarque :

a) la disposition autour de l'émetteur en anneaux successifs d'une

Digitized by Google

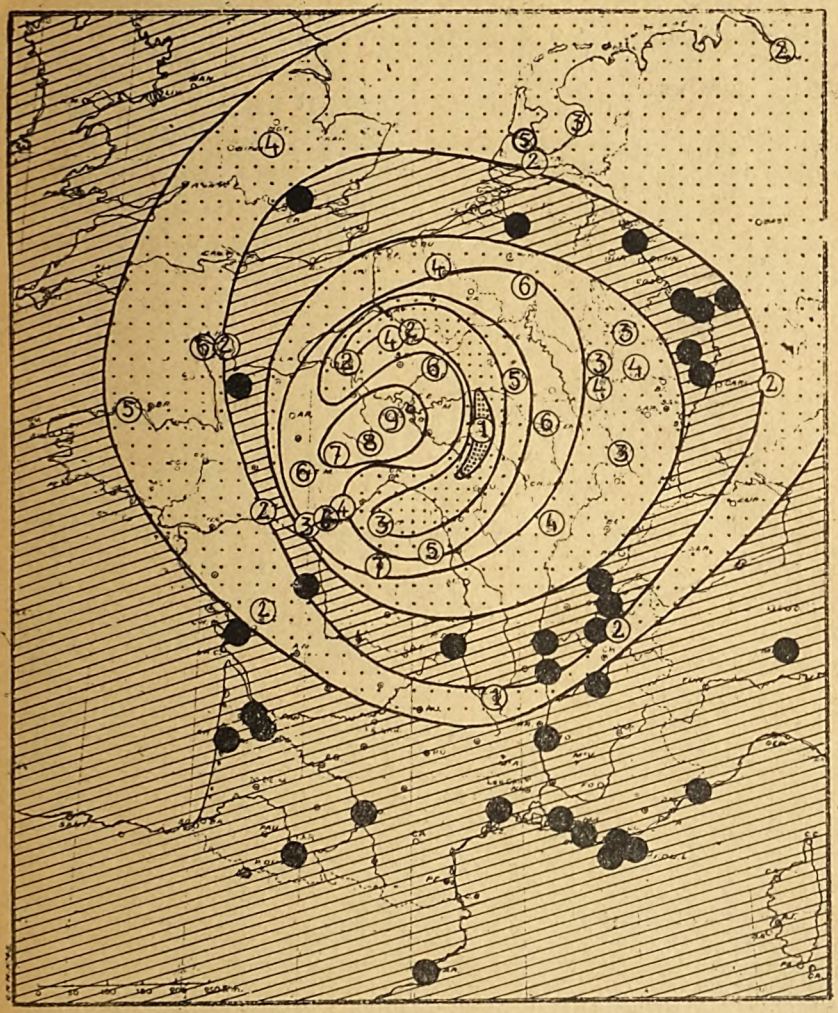


Fig. 4. — 14 décembre 1920 12 h. 2[illegible] f = 2126 Kc/s (95 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

zone d'audition forte A, d'un anneau B d'audition faible ou nulle en certaines places, d'un anneau C d'audition forte (incomplétement fermé à l'Est), d'un anneau D, d'audition faible suivi d'un anneau E d'audition nulle entouré, tout au moins vers l'Ouest et le Sud, d'un dernier anneau d'audition F très étendu vers le Nord (il recouvre tout le Sud de la Suède). En G on observe un croissant de silence suivi d'un anneau ou croissant d'audition faible H

Digitized by Google

b) la forme elliptique de l'ensemble de ces anneaux.

Sur les figures 3 et 4 (décembre) on constate :

a) une portée plus restreinte qu'en novembre, fait qui semblerait étonnant si l'on considérait seulement l'action de la variation annuelle (la réduction de portée provoquée par l'influence de la lumière devrait être plus faible pendant les jours plus courts)

b) la dissymétrie de la courbe des portées maxima dans les différentes directions, les portées étant en général plus faibles vers le Sud que vers le nord

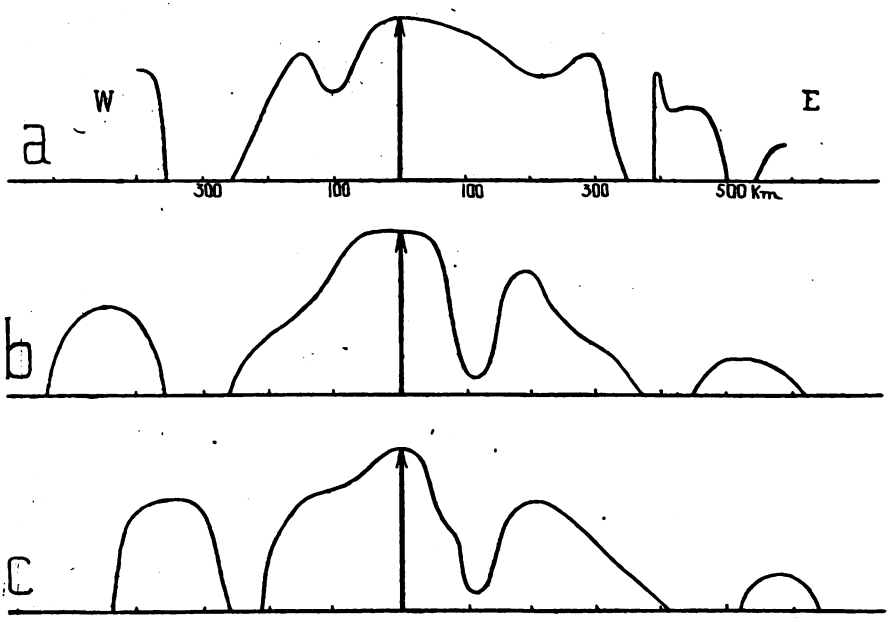


Fig. 5. — Intensités de réception sur un axe EW passant par le poste émetteur :
a — le 14 novembre 1929 à 12 h. 25 ; f = 3126 Kc/s (95 m.)
b — le 12 décembre 1929 à 12 h. 25 ; f = 3126 Kc/s (95 m.)
c — le 14 décembre 1929 à 12 h. 25 ; f = 3126 Kc/s (95 m.)

c) l'existence d'anneaux de silence étroits et très vigoureusement marqués. Ces deux cartes éveillent l'idée du véritable *ricochet* de l'onde (Skip distance). Cet anneau de silence est incomplètement fermé sur la carte du 12;

d) la structure en « section d'oignon » de la zone d'audition.

Les différentes tranches successives qu'elles soient sous forme d'anneaux ou sous forme de croissants ont alternativement des va-

Digitized by Google

leurs fortes ou faibles. Là aussi on retrouve la structure générale des cartes de propagation. *A un instant donné* la courbe qui donne

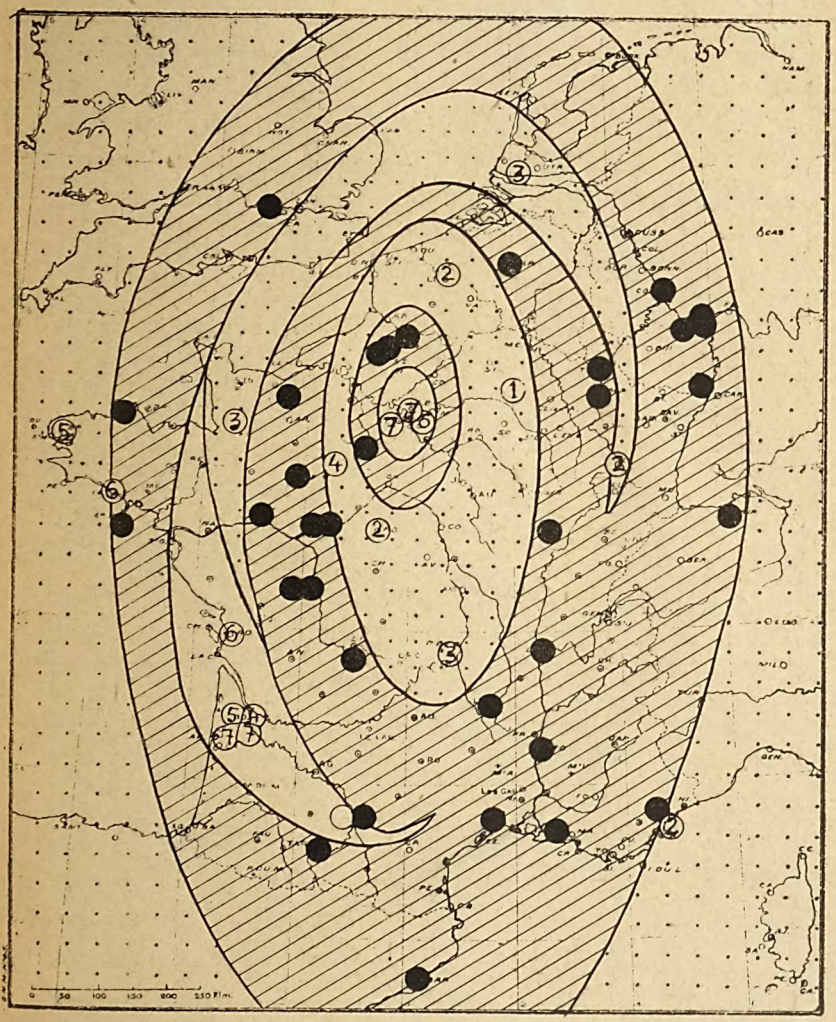


Fig. 6. — 27 juillet 1929, 20 h. 10 f = 12500 Kc/s (24 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9 — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

sur une direction déterminée l'intensité en fonction de la distance a la forme des courbes de la figure 5.

B. *Ondes courtes le soir.* (Figures 6, 7, 8). — Les émetteurs sont les mêmes que dans les cas précédents J'ai choisi des cartes dans

Digitized by Google

lesquelles la zone de silence ne recouvre pas totalement une étendue de 600 km de rayon autour de l'émetteur. Des zones de silence

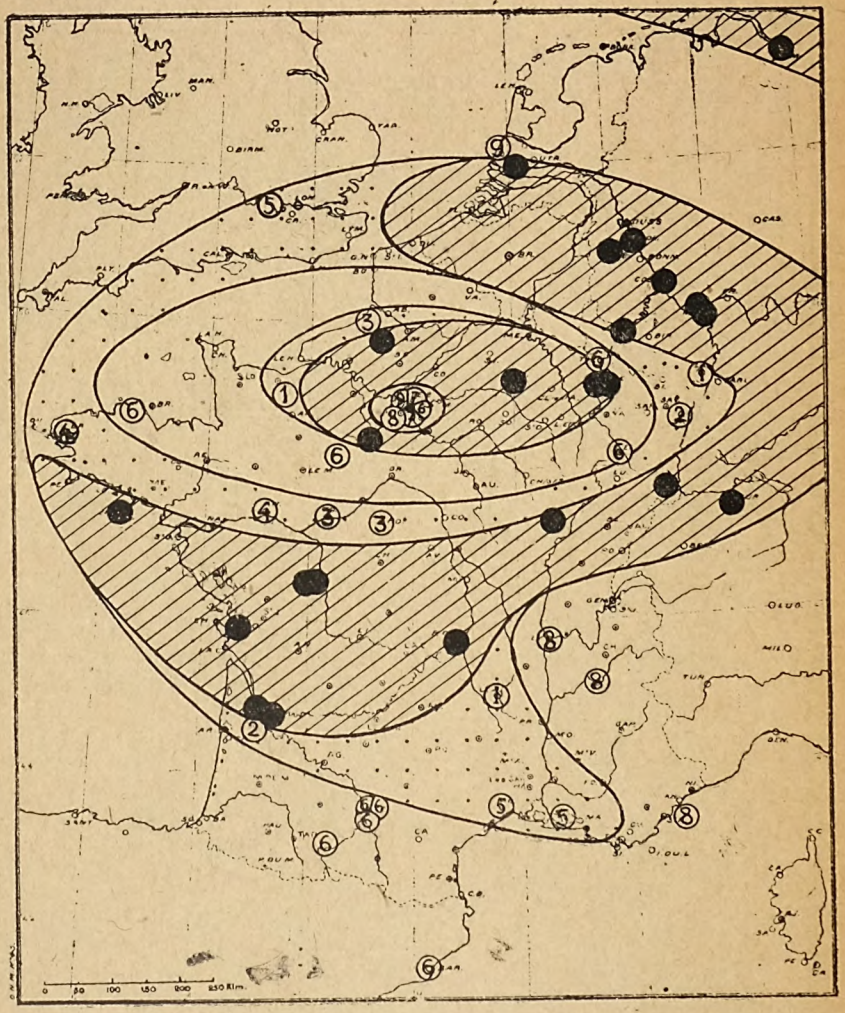


Fig. 7. — 27 juillet 1929, 22 h. 19 f = 8330 Kc/s (36 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

de cette étendue sont parfois constatées aux heures de cartes ci-dessus ou même à des heures moins tardives aussi bien en hiver qu'en été.

Dans la figure 6 [fréquence 12 500 Kc/s (24 m), le 27 juillet 1929 à 20 h. 10] une zone de silence de forme elliptique (grand axe N S) renferme en plus de la zone d'audition directe deux anneaux d'au-

Digitized by Google

dition faible dont un incomplet. Cette zone de silence existait déjà à midi et n'a pas disparu de toute l'après midi du 27. Les anneaux

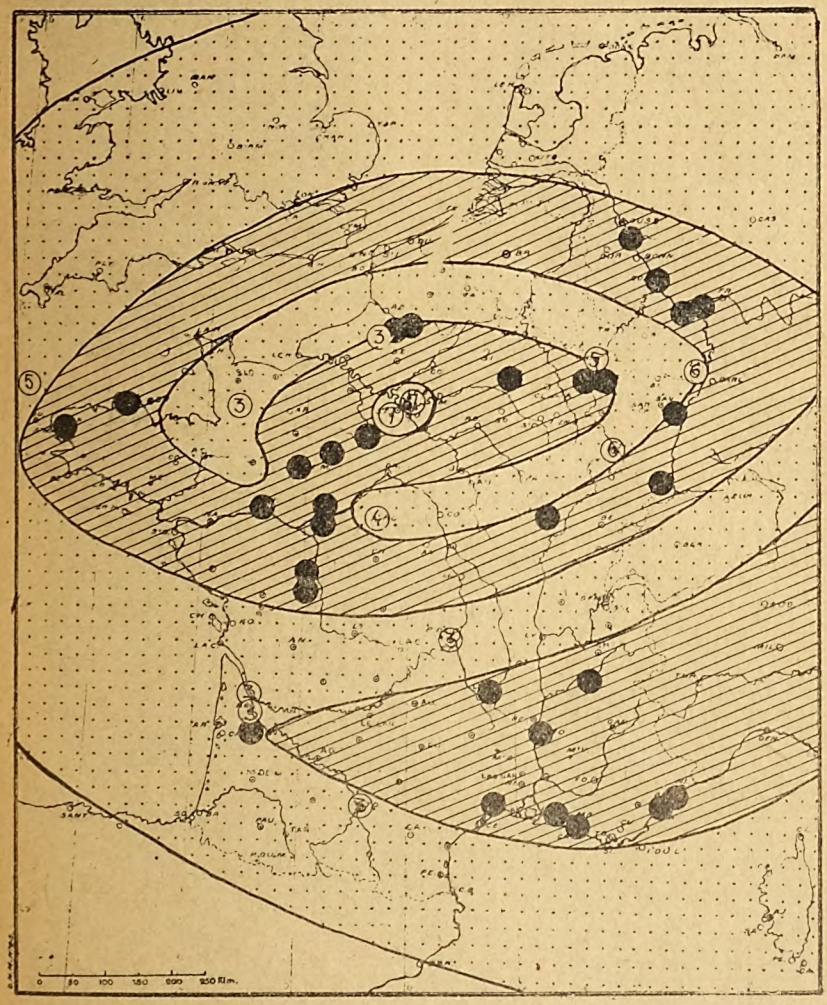


Fig. 8. — 3 août 1229, 20 h. 10 f = 12300 Kc/s (24 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

d'audition intérieure presque inexistants pendant le jour, se sont développés à l'arrivée de la nuit tandis que la zone de silence repoussait à plus grande distance de l'émetteur ses frontières extérieures. Cette évolution inverse de la zone de silence et de la zone

Digitized by Google

d'audition intérieure semble bien indiquer que nous sommes en présence de deux voies principales suivies par les ondes (1).

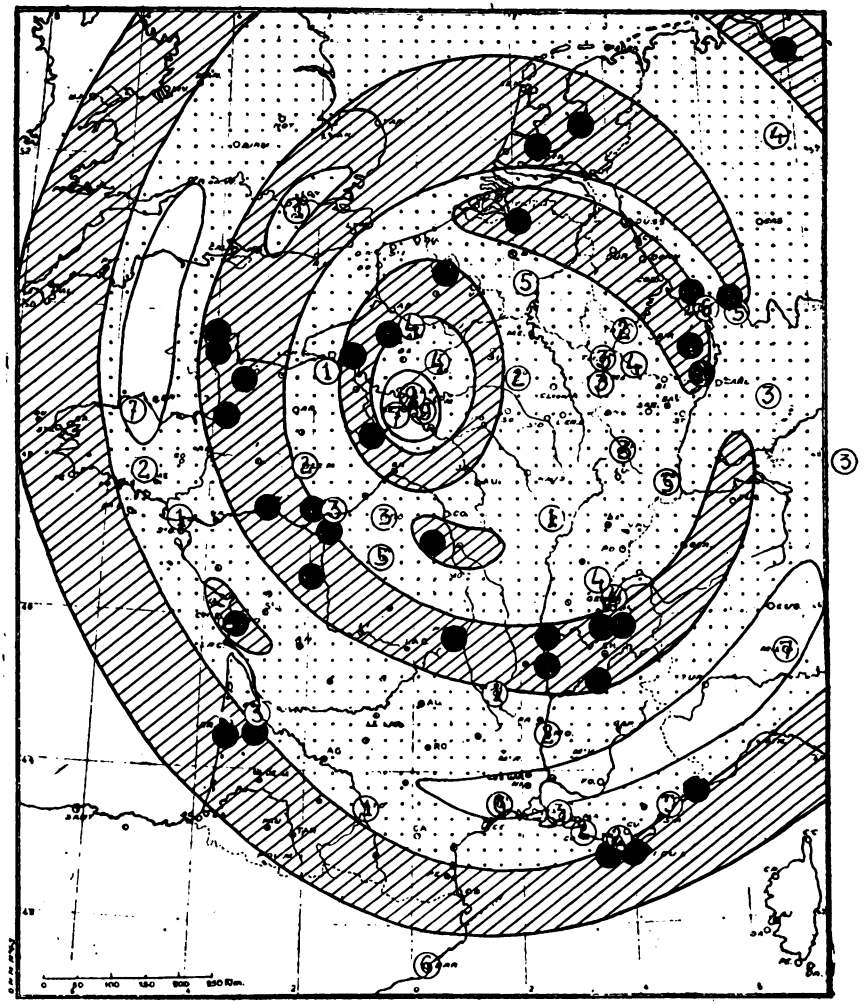


Fig. 9. — 14 décembre 1929, 22 h. 10 f = 8330 Kc/s (56 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu; les zones de silence sont hachurées.

La figure 7 et la figure 8 présentent, elles aussi, des anneaux elliptiques. Mais le grand axe est orienté EW. La figure 7 est remar-

(1) Voici déjà plusieurs années que j'ai signalé des phénomènes de cet ordre et comme conséquence la vraisemblance d'une multiplicité de couches ionisées (au moins 2). Voir Comptes-Rendus 184, 1927, 1078.

Digitized by Google

quable par l'homogénéité des intensités de réceptions en certaines zones : par exemple force 8 sur les Alpes, force 6 au Nord et au Sud des Pyrénées.

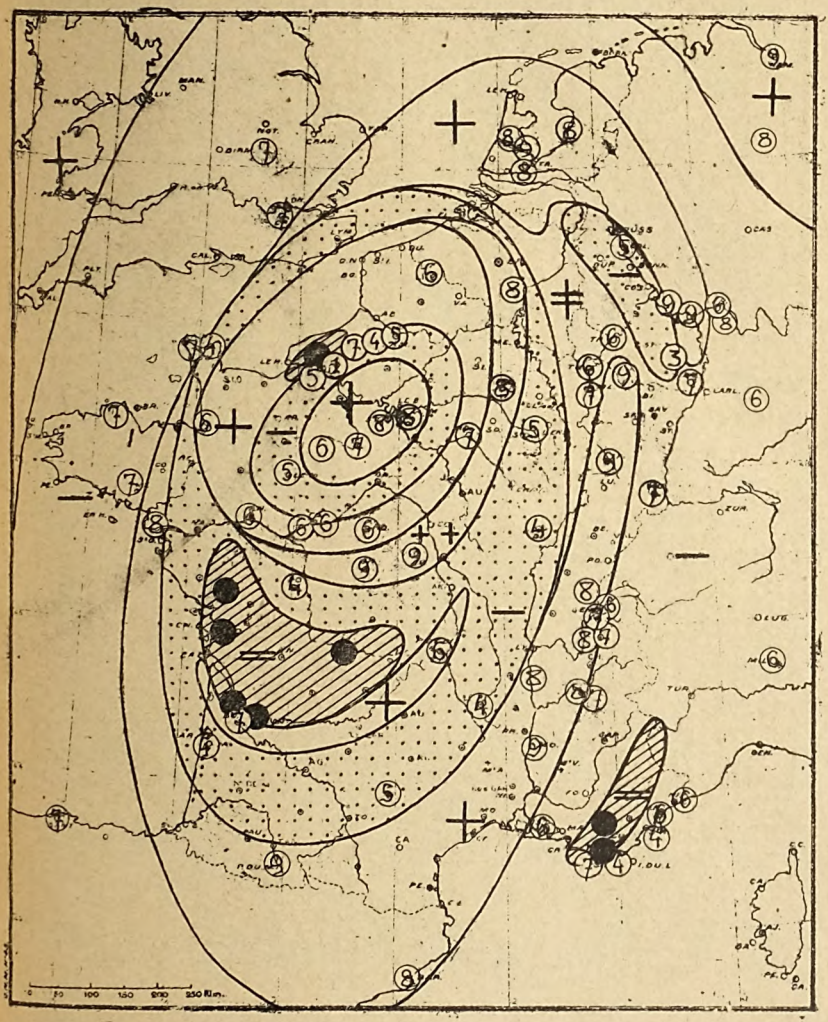


Fig. 10. — 14 décembre 1929, 15 h. 55 f = 8330 Kc/s (36 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. — Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées

C. *Ondes intermédiaires le soir.* (Figure 9). — Sur les ondes intermédiaires on peut constater, dans la soirée, des cartes de propagation analogues aux précédentes et comportant des anneaux de

Digitized by Google

silence étroits et multiples. La figure 9 (56 m. le 14 décembre 1929 à 22 h. 10) en donne un exemple;

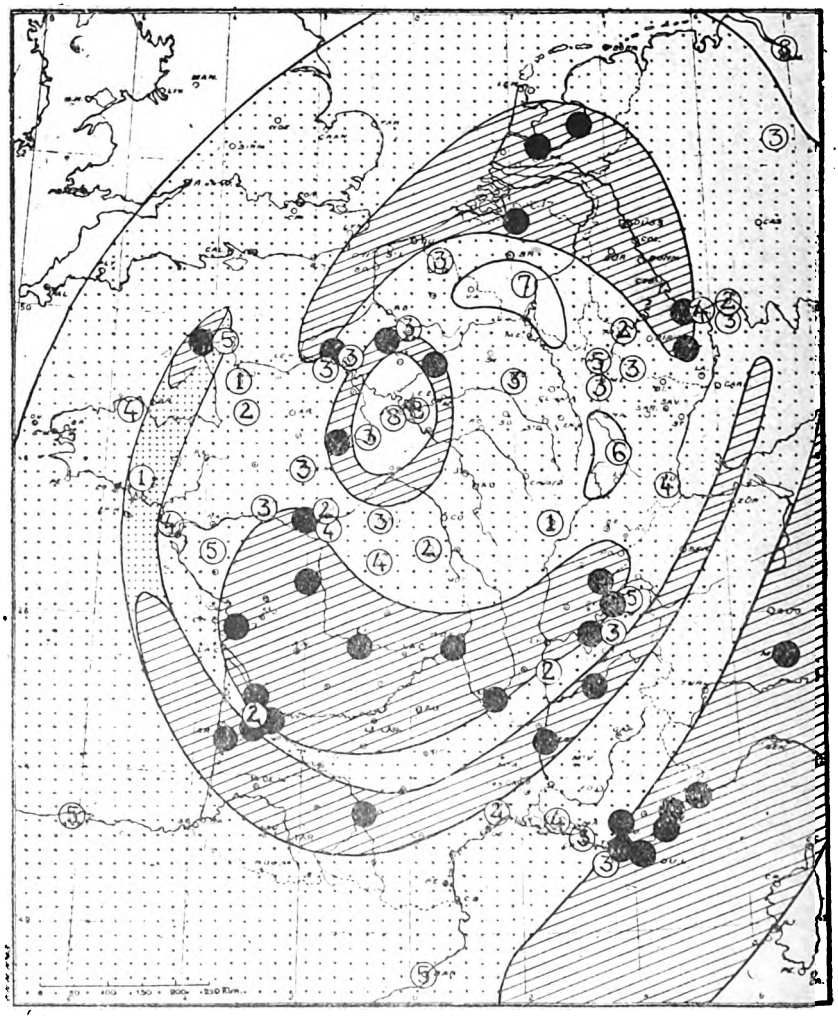


Fig. 11. — La même onde à 17 h. 55.

On distingue dans un rayon de moins de 1 000 km au moins trois anneaux de silence successifs. Il semble bien d'ailleurs qu'on observe à Avord (près de Bourges) et sur les basses vallées du Rhin et de la Meuse les fragments épars d'un quatrième anneau de silence.

Toutefois une telle structure n'est pas la règle générale sur ces ondes, même le soir. Dans l'exemple qui nous occupe (fig. 9) les an-

Digitized by Google

neaux de silence sont beaucoup moins accentués à 20 h. 10 qu'à 22 h. 10 et se sont en grande partie évanouis à 24 h. 10. Ce caractère

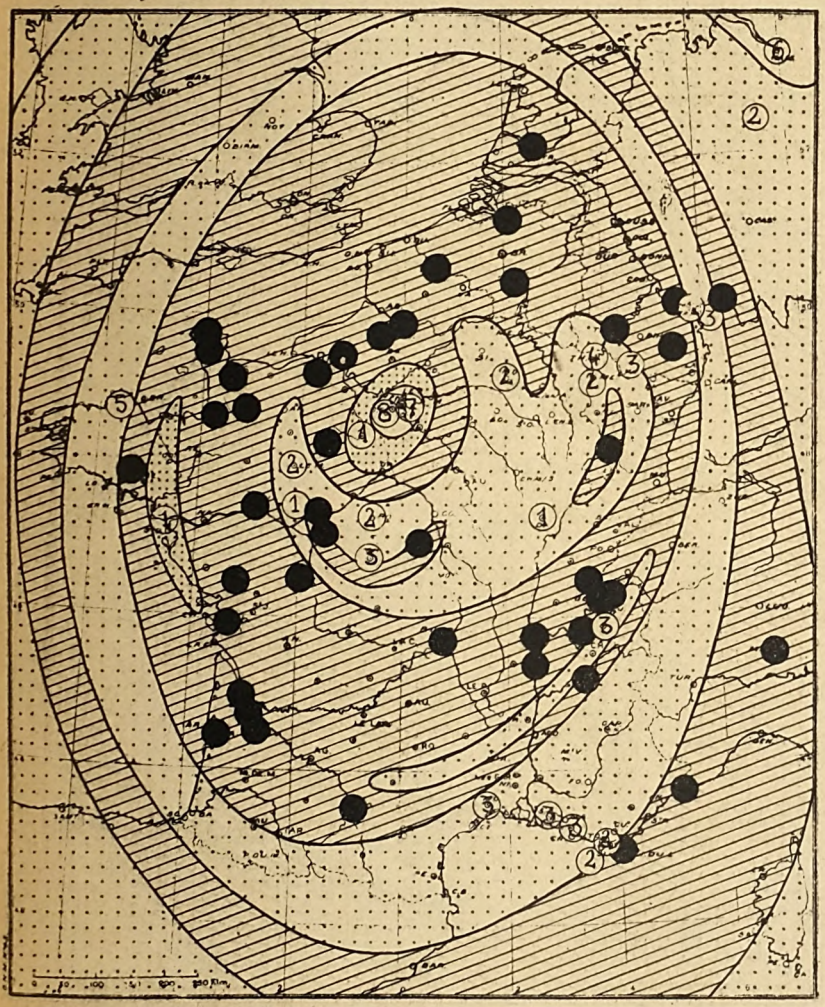


Fig. 12. — La même onde à 19 h. 55.

fugace des zones et des anneaux de silence s'observe souvent sur les ondes intermédiaires. On ne saurait cependant négliger leur existence, d'abord parce qu'elle a son importance dans l'étude théorique de la propagation, et aussi parce qu'elle rend les ondes intermédiaires d'un emploi incertain pour un service radio-télégraphique nocturne à faibles distances.

Digitized by Google

D. *Naissance et développement d'une zone de silence.* (Figures 10, 11, 12, 13). — Les émissions du 14 décembre ont permis la

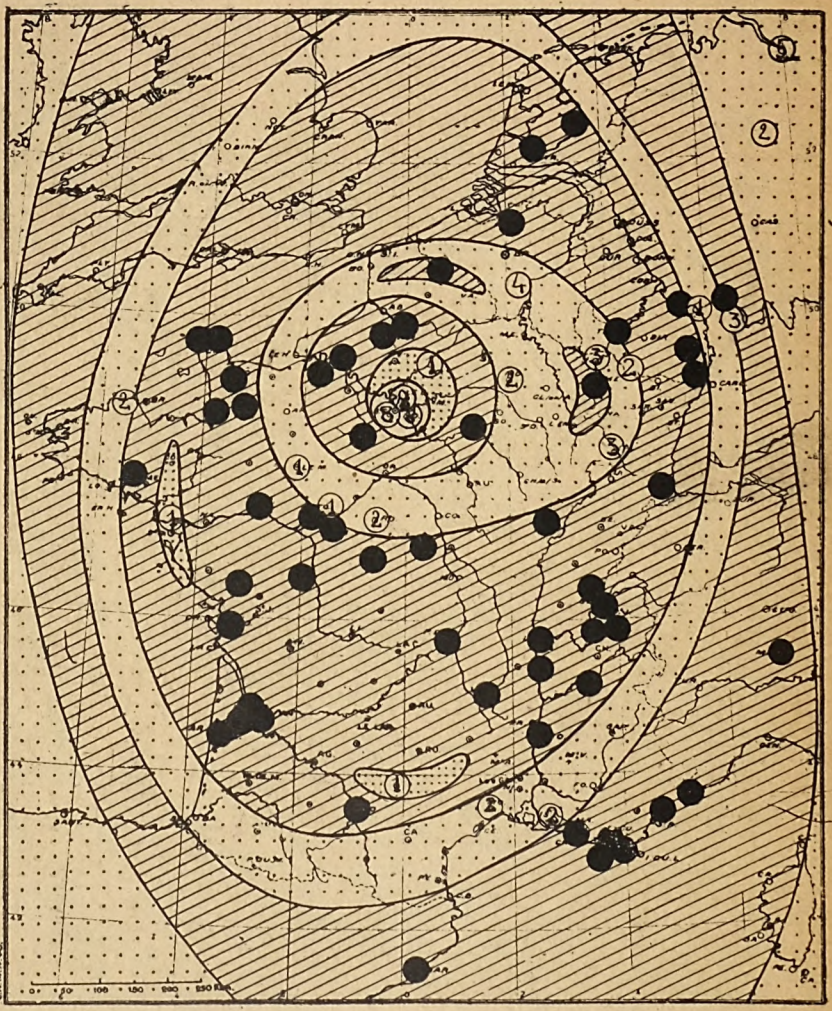


Fig. 13. — La même onde à 21 h. 55.

construction de cartes de deux en deux heures de midi à minuit sur quatre fréquences. Les quatre cartes 10 à 13 sont quatre cartes successives d'une série de 8 cartes relatives à la fréquence S 330 kc/s (36 m.). Sur la première, figure 10, à part quelques auditions nulles entre la Gironde et la Loire, aucune zone de silence n'apparaît. La structure annelée habituelle se manifeste cependant si l'on tente de

Digitized by Google

grouper les postes récepteurs en régions de même intensité. Ce groupement réussit d'une manière étonnante. Il est des régions où toutes les réceptions ont la même intensité bien que dans certains cas, ces intensités aient été évaluées par des observateurs appartenant à trois pays.

Les anneaux d'intensités identiques se succèdent en créant une alternance d'auditions plus fortes et d'auditions plus faibles. Sur la figure 10, les anneaux correspondant aux premières sont marqués du signe + ou du signe + +; ceux qui correspondent aux secondes sont marqués du signe — ou =. Enfin des régions intermédiaires son marquées du signe ∓.

Sur la figure 11 des croissants de silence apparaissent dans diverses directions autour de l'émetteur. Certains deviennent déjà des anneaux presque complets. L'aspect général de la figure 10 est peu modifié. En beaucoup d'endroits, les anneaux d'audition faible tendent à se transformer en anneaux de silence en accusant toutefois un phénomène de dilatation des figures. Le croissant de silence au nord de l'émetteur ne paraît pas suivre cette règle, car il s'est substitué à une région d'audition forte. Deux heures plus tard, à 19 h. 55 (figure 12), la zone de silence s'est franchement installée. Il n'est plus question de croissants de silence, mais de croissants d'audition intérieure.

A partir de ce moment, le développement de la zone de silence marque un temps d'arrêt, et la figure 13 (21 h. 55) répète à peu de choses près la figure 12. Entre 22 et 24 heures les croissants d'audition intérieure auront subi une nouvelle réduction; il n'en restera plus que quelques traces.

E. *Dans un rayon de* 2 500 *kilomètres.* (Figures 14, 15, 16, 17). — Les cartes ci-jointes (figures 14 à 17) ont trait à la propagation de la même onde au cours de la même après-midi, mais elles s'étendent à l'Europe, à l'Afrique du nord et l'est de l'Atlantique. La collaboration d'amateurs, de services radiotélégraphiques et surtout des services météorologiques étrangers a permis le tracé de ces cartes dans un rayon de 1 500 km et une première esquisse jusqu'à 2 500 km.

L'examen de ces quatre cartes montre qu'on retrouve au delà de 600 km, mais à une plus grande échelle les mêmes aspects qu'à faible distance :

α) l'alternance d'anneaux d'audition faible et d'audition forte

Digitized by Google

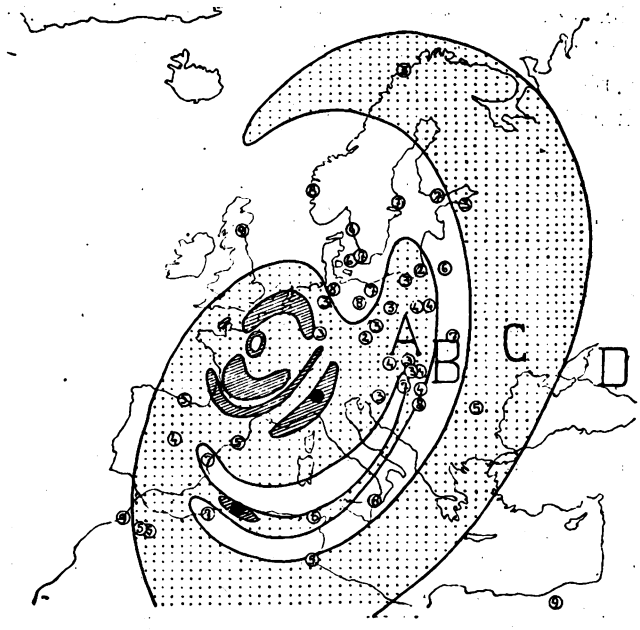


Fig. 14. — La même onde à 17 h. 55 sur l'Europe.

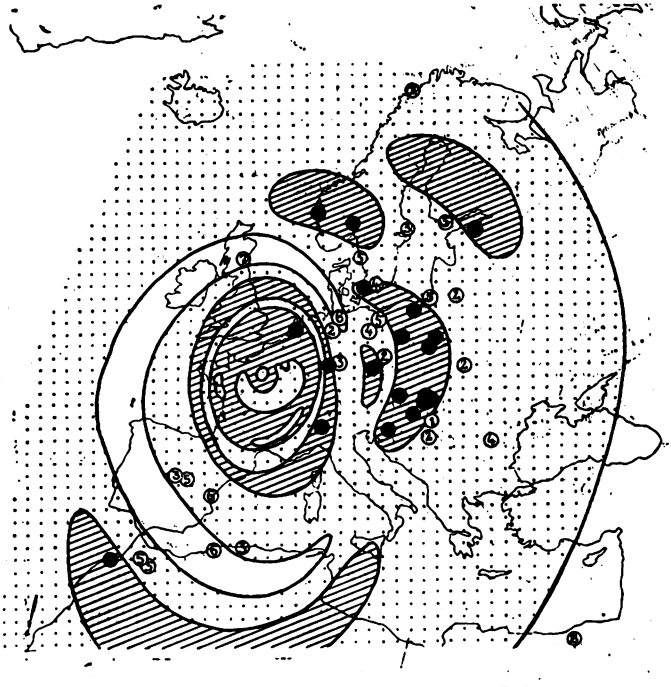


Fig. 15. — La même onde à 19 h. 55 sur l'Europe.

Digitized by Google

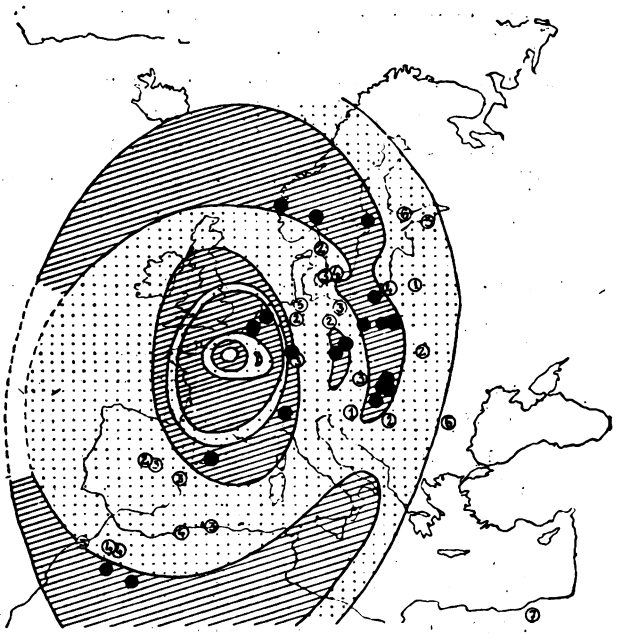


Fig. 16. — La même onde à 21 h. 55 sur l'Europe.

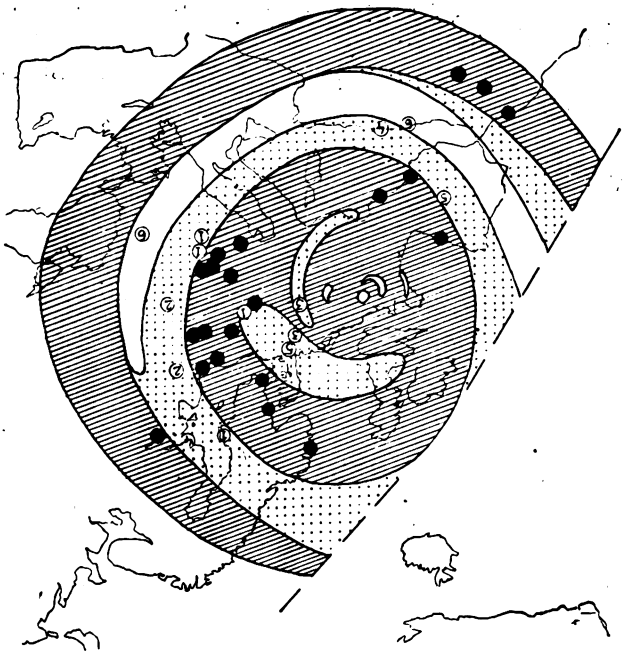


Fig. 17. — La même onde à 23 h. 55 sur l'Europe.

Digitized by Google

jusqu'au début de la nuit (figure 14, A et C audition faible; B et D, audition forte) ;

b) l'apparition fragmentaire des anneaux de silence qui débutent sous forme de croissants (A, B, C, D figure 15) ;

c) la soudure de ces croissants en anneaux et comme conséquence la formation d'anneaux d'audition intérieure (figure 16) ;

d) la disparition progressive des anneaux d'audition intérieure (figure 17).

Jusqu'à quelle distance ces phénomènes s'observent-ils? Les cartes actuelles ne permettent pas d'y répondre. Les zones de silence géographiques qu'on constate à des milliers de kilomètres des émetteurs et que nous avons signalées autrefois sont-elles de même nature que les anneaux qu'on observe à faible distance? Et leur persistance en certaines régions ne tiendrait-elle qu'au fait que les mouvements de leur frontière sont faibles par rapport à leur largeur?

Une réponse à ces questions pourrait être fournie par des cartes s'étendant sur près d'un hémisphère ou tout au moins par des cartes détaillées sur un continent et relatives à des émissions d'un autre continent (construction sur l'Europe de cartes relatives à des émissions américaines ou sur l'Amérique de cartes relatives à des émissions européennes).

R. BUREAU.

(*A suivre*).

Digitized by Google

LA NOUVELLE STATION D'ÉMISSION A ONDES COURTES DE SAINTE-ASSISE

Par R. VILLEM

Ingénieur chef du service des grands postes à la Société Française Radioélectrique.

SOMMAIRE. — Introduction. — Conditions générales d'établissement d'une station d'émission à ondes courtes destinées aux liaisons télégraphiques et téléphoniques à grande distance.

A. — Système émetteur. — Avantages de la stabilisation par quartz piézo-électrique. — Description générale de l'émetteur.

1° Matériel d'alimentation.

2° Matériel d'émission : *a*) meuble de commande : élément stabilisé par quartz, étages de doublage, étages d'amplification haute fréquence.
b) meuble d'amplification de grande puissance.

3° Ensemble de modulation et de manipulation.

B. — Aériens. — Description des projecteurs Chireix-Mesny. — Système d'alimentation des projecteurs.

Introduction.

Les liaisons radiotéléphoniques commerciales à grande distance réalisées au moyen des ondes courtes projetées ont donné un nouvel essor au développement d'une technique encore récente en permettant l'établissement d'un matériel convenablement adapté.

Pour satisfaire aux exigences de l'exploitation, il est souvent nécessaire de disposer d'un matériel mixte, c'est-à-dire pouvant assurer à volonté les transmissions télégraphiques ou téléphoniques, ces dernières étant en principe réservées pour les heures communes de jour aux deux correspondants. Enfin, dans la plupart des cas, les liaisons à grandes distances doivent être permanentes ce qui implique pour les transmissions sur ondes courtes l'utilisation de deux longueurs d'ondes, le passage d'une onde à l'autre pouvant s'effectuer très rapidement. Nous nous proposons dans le présent article de décrire les caractéristiques techniques du nouveau matériel de la Société Française Radio-électrique et qui est établi pour répondre à ces différentes conditions.

Digitized by Google

A. SYSTÈME ÉMETTEUR.

Stabilisation de la fréquence. — Conditions générales. — La stabilisation de la fréquence d'un émetteur à ondes courtes joue un rôle primordial ; le degré de précision et les conditions suivant lesquelles on se propose d'y satisfaire sous les différents aspects que l'on peut considérer : fixité dans le temps, fixité pendant la durée d'une émission, stabilité instantanée, stabilité dynamique, déterminent le système émetteur à établir.

Au début, on a surtout cherché à éviter des variations à période relativement faible de façon à ne pas nécessiter de fréquents réglages des récepteurs, puis, par suite du développement considérable des liaisons, pour éviter les interférences entre stations, est intervenue la fixation dans le temps des limites admissibles des variations de fréquence. Ces limites ont elles-mêmes été de plus en plus resserrées de telle sorte qu'actuellement on demande aux émetteurs une constance de fréquence supérieure à celle que peuvent indiquer avec certitude les moyens de contrôle dont les exploitants disposent le plus souvent. C'est ainsi que d'après les conférences internationales la fixation de la fréquence à 1/100.000 près paraît désirable actuellement quels que soient les changements fortuits dans les caractéristiques des circuits susceptibles de survenir en exploitation ; on conçoit que la résolution de ce problème soit assez délicate, elle suppose, en effet, l'établissement d'un organe générateur ayant une stabilité de fréquence comparable à celle des étalons secondaires Une telle fixité de la fréquence nous apparaît comme extrêmement difficile à obtenir dans le cas où l'onde émise est produite par une lampe auto-excitatrice, par suite du grand nombre de variables qui interviennent. Sur ondes courtes, en effet, il n'est plus possible de considérer le circuit d'oscillation constitué seulement par des capacités définies. Les capacités parasites des différents organes entre eux et par rapport au sol, les selfs-inductance des connexions de liaison sont de même importance que les éléments visibles correspondants du circuit oscillant proprement dit et interviennent considérablement dans l'expression réelle de sa fréquence propre.

Toutes autres variables mises à part, pour obtenir une fréquence propre constante d'un circuit, il ne suffira pas de maintenir ses éléments comparables à eux-mêmes, on devra fixer de façon invariable leur position entre eux et par rapport à leurs supports considérés reliés au potentiel du sol ; les mêmes précautions devront être prises

Digitized by Google

pour tout circuit couplé au système. Ces conditions sont sans doute évidentes, mais l'étroitesse des limites dans lesquelles il faut y satisfaire l'est beaucoup moins. C'est ainsi par exemple que pour un circuit en cuivre, une variation de température de 6° fait apparaître une variation de fréquence de l'ordre de 1/10.000, il en est de même d'une modification de l'ordre de 1/1000 de la capacité grille-plaque d'une lampe oscillant sur un circuit à ondes courtes normal et l'expérience montre que le remplacement d'une lampe, conduit toujours à des variations beaucoup plus élevées.

L'influence des variations des caractéristiques internes des lampes avec leur durée et au moment de leur mise en fonctionnement est également bien connue.

Doit-on considérer que le degré de vide qui se modifie en oscillation ainsi qu'on le vérifie par une jauge électronique témoin ou les changements de capacités entre électrodes qui apparaissent par suite de leur déformation sous l'influence de la température sont les seuls facteurs difficiles à séparer qui interviennent? en tous cas, on observe facilement des variations de fréquence hors de proportion avec les limites admissibles.

Il faut également tenir compte de l'importance énorme de la stabilité des sources d'alimentation que l'on parvient rarement à maintenir à une valeur suffisante en exploitation.

C'est pour s'affranchir de la plus grande partie des variables que nous venons d'énumérer que nous avons été conduits à la stabilisation de la fréquence par quartz piézo-électrique.

Stabilisation par quartz. — La mise en œuvre de ce procédé montre immédiatement que l'onde émise présente une très grande régularité, c'est ainsi qu'il est facile d'observer entre oscillateurs à quartz à 3.000 kilocycles des battements à moins de 10 périodes pendant plusieurs heures. Avant d'examiner les facteurs influençant cette régularité, qui peut être dépassée et fixée dans le temps par des moyens appartenant actuellement au domaine du laboratoire, nous indiquerons comment se pose pratiquement le problème de la stabilisation par quartz d'un émetteur.

Dans la stabilisation par quartz d'un émetteur, on est conduit à se fixer une puissance fournie par l'oscillateur de telle façon que cette puissance soit d'une part compatible avec une bonne conservation du cristal et d'autre part soit suffisante pour ne pas conduire à un nombre d'étages d'amplification trop considérable. Le problème ainsi posé ne permet pas de discerner des avantages théoriques entre les différents montages et ce sont des raisons techniques qui peuvent

Digitized by Google

amener à effectuer un choix. On sait, en effet, que la stabilité obtenue est d'autant plus considérable que le couplage est plus faible entre le cristal représenté par son circuit équivalent et le circuit d'anode de la lampe qu'il contrôle de telle sorte que les meilleurs résultats sont obtenus avec des cristaux sensibles, c'est-à-dire d'amortissement faible et donnant la puissance imposée avec la réaction la plus faible. En général, pour des cristaux de l'ordre de 100 mètres de longueur d'onde fondamentale, il convient pour obtenir de très bons résultats de ne pas dépasser une puissance de quelques watts appliquée à la lampe contrôlée.

Dans ces conditions avec de bons cristaux, nous avons pu vérifier que pour un désaccord de 1 0/0 de la fréquence propre du circuit, la fréquence d'oscillation ne se modifiait pas de plus de 1/100.000 ; la variation de cette dernière était inférieure à 1/100.000 pour une modification de 10 0/0 de la tension des sources d'alimentation ; la lampe utilisée était à filament thorié.

On peut donc considérer que pour un oscillateur à quartz ces facteurs sont de faible importance dans les limites de variations pratiques qu'ils peuvent atteindre en exploitation.

Toute l'attention doit donc être fixée sur le cristal et son support. L'expérience montre que le réglage de la température du quartz est important pour obtenir une fréquence d'oscillation suffisamment constante. C'est ainsi que par exemple, pour des cristaux taillés perpendiculairement à l'axe électrique, la variation de fréquence varie suivant les échantillons et atteint en moyenne $\frac{3}{100.000}$ par degré centigrade.

Cette valeur n'est cependant pas suffisante pour conduire à un appareillage de régulation de température très complexe afin de fixer dans le temps la fréquence à 1/100.000 puisqu'il suffit de régler dans une plage de plus de 0,3 degrés. Pratiquement on obtient sensiblement mieux et nous utilisons un ensemble thermostatique qui agit pour régler la température du cristal à moins de 1/10 de degré près. On peut d'ailleurs observer que l'établissement et l'efficacité des dispositifs de régulation sont considérablement facilités du fait que leur action s'exerce sur un organe de faibles dimensions. D'autre part on sait que la fréquence obtenue dépend également de l'épaisseur de la couche d'air qui doit exister entre le quartz et son support pour permettre l'oscillation, mais cet effet peut être rendu négligeable par l'emploi d'un support convenablement établi.

Conditions de stabilité, particulières à un émetteur de radiotélé-

Digitized by Google

phonie. — L'expérience montre que pour obtenir une bonne qualité de transmission radiotéléphonique il en est absolument nécessaire que la fréquence d'émission soit très régulière, c'est-à-dire ne présente pas de variations instantanées susceptibles d'être produites soit par des modifications rapides dans les caractéristiques des lampes, soit par des modifications rapides dans les caractéristiques des lampes, soit par un filtrage défectueux des sources d'alimentation intervenant pour moduler en fréquence l'onde d'émission. On trouve également que la fréquence doit être dynamiquement stable, c'est-à-dire que sous l'action de la modulation, l'onde porteuse doit rester invariable.

Les phénomènes de distorsion que l'on observe lorsque ces conditions de stabilité qui sont d'ailleurs particulières aux transmissions sur ondes courtes ne sont pas remplies, sont certainement dus à la propagation. On est donc conduit pour satisfaire à ces conditions à établir un émetteur à fréquence commandée et il est clair qu'elles peuvent être réalisées d'une façon particulièrement satisfaisante dans le cas où l'oscillateur pilote est stabilisé par quartz.

On peut d'ailleurs remarquer que pour des raisons de fragilité des cristaux de quartz, il n'est pas possible d'obtenir directement des fréquences d'oscillation aussi élevées que celles correspondant aux ondes courtes. Pour obtenir la longueur d'onde désirée, on est conduit à utiliser une succession de dispositifs multiplicateurs de fréquence qui, par suite des différentes longueurs d'onde d'accord entre les circuits, contribuent à éviter toute réaction des étages d'amplifications sur l'élément stabilisé.

Enfin l'utilisation d'un stabilisateur à quartz est également très intéressante lorsque l'émetteur doit être adjoint à une installation existante comprenant des machines tournantes. Dans ce cas l'effet des vibrations que subissent les différents organes et qui intervient pour produire des variations rapides de fréquence, lorsqu'on utilise une lampe oscillatrice normale est en général inappréciable avec l'utilisation du quartz.

Description de l'ensemble d'émission.

L'ensemble d'émission installé à Sainte-Assise, peut assurer à volonté la transmission téléphonique ou la transmission télégraphique.

Il se divise en quatre groupes principaux.

1° Un ensemble d'alimentation et de services auxiliaires.

Digitized by Google

2° Un émetteur à amplification haute fréquence des oscillations obtenues par quartz piézo-électrique et dont l'étage terminal est équipé avec 2 lampes à circulation d'eau.

3° Un ensemble de modulation et de manipulation à grande vitesse, comportant 3 lampes à circulation d'eau et leurs lampes amplificatrices de commande.

4° Un ensemble d'aériens et de conducteurs de distribution d'énergie haute fréquence.

1° Matériel d'alimentation

Alimentation en énergie électrique. — Elle est assurée par :

1° Un redressement à valves fournissant la tension d'anode de 10.000 volts aux lampes à circulation d'eau émettrices et modulatrices.

2° Un ensemble de groupes branchés sur le réseau et actionnant :

Une génératrice fournissant la tension d'anode des lampes de moyenne puissance de l'étage terminal du châssis de commande.

Une génératrice fournissant la tension plaque des lampes de faible puissance d'oscillation et de sous-contrôle.

Une génératrice débitant sur potentiomètre et qui permet d'obtenir les tensions négatives de grille des lampes d'oscillation.

Une génératrice à deux collecteurs pour la tension d'anode des lampes de manipulation et la tension de grille des lampes de modulation.

3° Deux batteries d'accumulateurs.

Une batterie permet l'alimentation plaque de la lampe de l'étage stabilisé par quartz, de l'amplificateur microphonique et des appareils de contrôle.

Une batterie assure le chauffage des lampes précédentes et celui des lampes oscillatrices de petite puissance et de l'amplificateur de sous-contrôle.

4° Deux transformateurs assurent le chauffage des lampes à circulation d'eau et des lampes de l'étage terminal du châssis de commande.

Alimentation en réfrigérants. — Elle est obtenue :

1° Par un groupe moto-pompe qui entretient la circulation d'eau nécessaire au refroidissement des lampes de grande puissance.

2° Au moyen d'une machine soufflante utilisée pour refroidir les différents joints verre métal des lampes émettrices à circulation d'eau.

Digitized by Google

2° Matériel d'émission.

Caractéristiques générales. — L'émetteur est réalisé pour permettre la transmission sur deux ondes choisies à l'avance dans la gamme 14-32 mètres. La puissance antenne est de 15 à 12 kilowatts suivant la longueur d'onde en télégraphie, la puissance de 12 kilowatts correspondant à l'onde la plus courte. En téléphonie, la puissance de l'onde porteuse est de 10 kilowatts quelle que soit la longueur d'onde.

La télégraphie peut être effectuée soit en ondes entretenues, soit en ondes modulées.

Le passage télégraphie à téléphonie ou le changement de longueur d'onde s'obtiennent en quelques minutes.

L'émetteur proprement dit, comporte trois meubles dont deux de commande respectivement réglés sur une des ondes désirées et un meuble de puissance fonctionnant en liaison avec l'un ou l'autre de ces derniers.

a) *Meubles de commande.* — L'un des meubles de commande est établi pour fonctionner sur une onde comprise entre 14 et 22 mètres obtenue à la suite de trois doublages de fréquence, l'autre permet la gamme 22-32 mètres et ne diffère du premier que par la suppression d'un doublage. Dans le cas particulier de la nouvelle station de Sainte-Assise, les ondes d'émission sont 16 m. 44 et 24 m. 46.

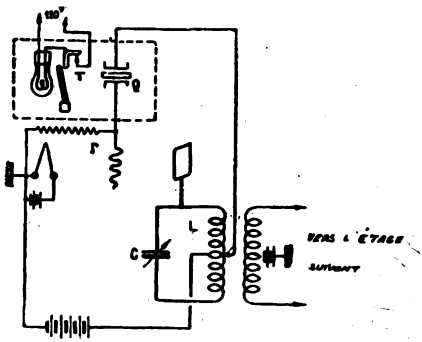


Fig. 1. — *Elément stabilisé par quartz.*

L. C., circuit d'oscillation ; *r*, résistance de fuite du circuit grille ; T, thermostat de régulation de la température du quartz Q.

1° *Elément stabilisé par quartz.* — Il est établi pour obtenir la vibration du quartz sur sa fréquence fondamentale. Le circuit dont le montage est indiqué sur la figure 1 est équipé avec une lampe

Digitized by Google

de 10 watts travaillant à une puissance très inférieure à celle correspondant à son régime normal. On obtient ainsi une onde extrêmement régulière en amplitude et en fréquence.

La fixité de la fréquence dans le temps, est réalisée ainsi que nous l'avons vu précédemment, en maintenant constante à l'aide d'un thermostat, la température du quartz qui est disposé dans une enceinte calorifugée.

2° *Eléments doubleurs de fréquence.* — Les étages de doublage sont disposés en cascade à la suite du quartz.

Chaque étage de doublage dont le schéma est représenté sur la figure 2 comprend deux lampes dont les grilles sont excitées en

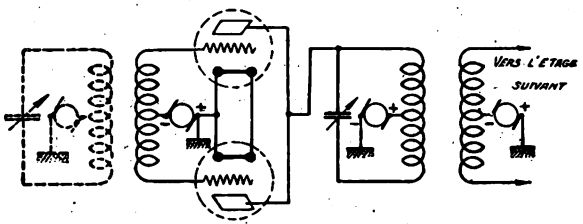


Fig. 2. — *Schéma d'un étage doubleur de fréquence.*

régime symétrique par couplage électromagnétique avec l'étage précédent et dont les plaques débitent en parallèle, dans un circuit accordé sur la fréquence double de celle d'excitation. Dans ces conditions, pour une tension très négative de polarisation des grilles, le courant anodique présente une succession d'impulsions qui reprennent le même sens à chaque alternance et par suite ont une composante très importante à une fréquence double de la fréquence d'excitation.

La puissance fournie par le dernier doublage est d'environ 10 watts; elle peut être maintenue constante pour une excitation par l'étage stabilisé variant dans les limites assez étendues.

3° *Etages d'amplification haute fréquence.* — Le meuble de commande comprend, à la suite des étages multiplicateurs de fréquence trois étages d'amplification haute fréquence. Le premier comprend deux lampes d'une puissance nominale de 15 watts, alimentées par les mêmes sources que celles des éléments de doublage. L'étage suivant est équipé avec deux groupes de lampes de 50 watts, montés en symétrique, chaque groupe comprenant : 2 lampes en parallèle dont la tension anodique est de 1.100 volts et la tension de chauffage de 10 volts.

Digitized by Google

Enfin, l'étage terminal de chaque meuble de commande utilise deux lampes d'une puissance unitaire de 500 watts et qui sont alimentées sous une tension d'anode de 3.500 volts. Cet étage fournit une

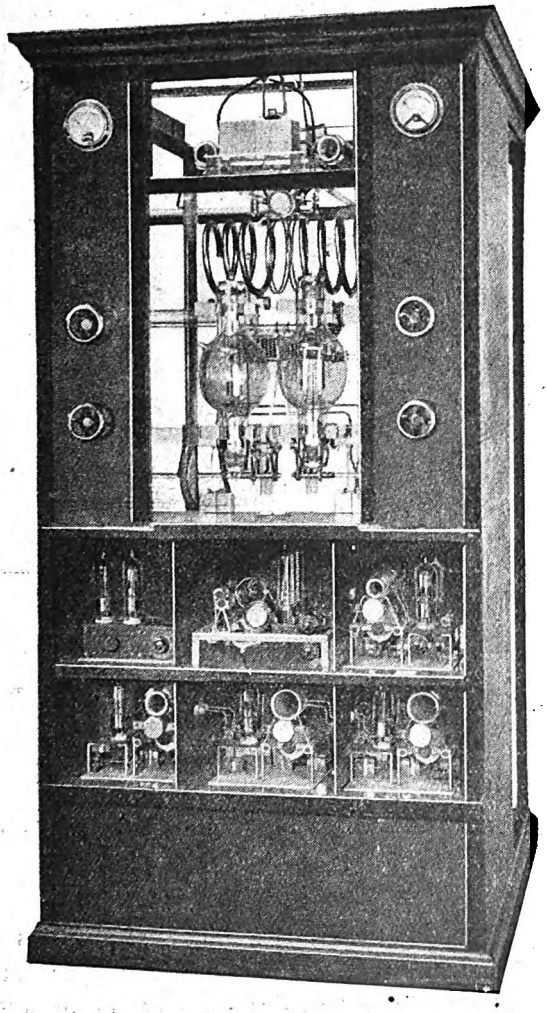


Fig. 3. — Meuble de commande.

puissance d'environ 600 watts pour l'excitation des lampes du meuble de puissance.

Le meuble de commande est complété par un ensemble comprenant un hétérodyne à fréquence musicale, suivi d'un étage d'amplification mis en service dans le cas de la télégraphie modulée et qui

Digitized by Google

agit par contrôle d'anode, sur les lampes du premier étage haute fréquence.

b) *Meuble d'amplification de grande puissance.* — Il renferme un étage d'amplification équipé, avec deux lampes à circulation d'eau, alimentées sous une tension d'anode de 10 000 volts et une tension filament de 16 volts. Cet étage comporte des dispositions particulières pour éviter les pertes dans les canalisations de réfrigération

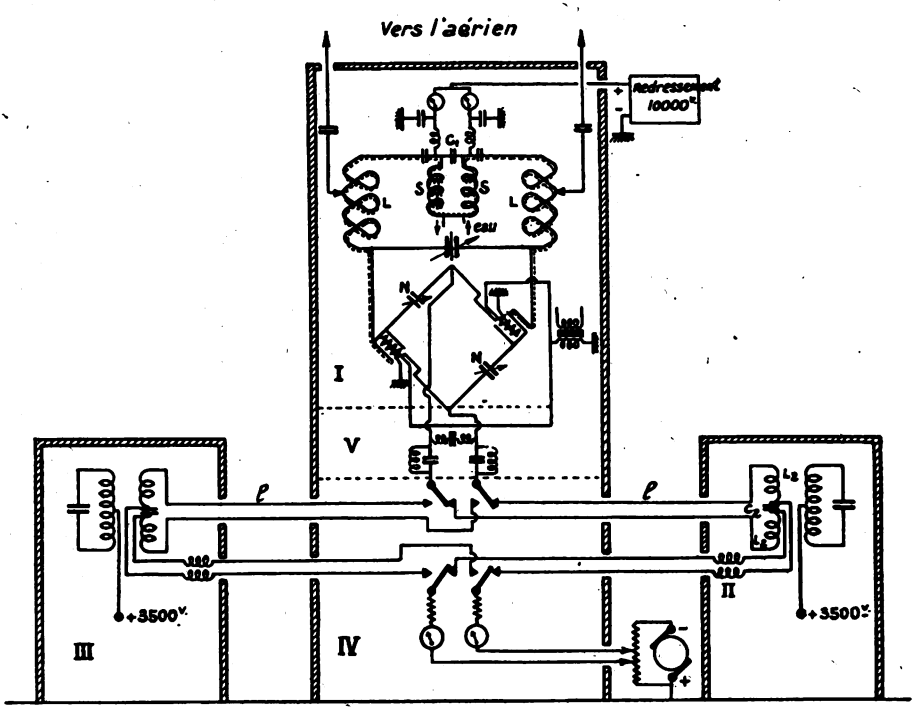


Fig. 4. —*Schéma de l'étage d'amplification H. F. de grande puissance.*

des anodes et pour permettre l'égalisation des débits des lampes, ainsi que la mesure des courants d'anode et de grille pour chacune d'elles. Cette mesure est en effet nécessaire dans le cas de lampes à circulation d'eau, le contrôle visuel de l'échauffement de l'anode étant évidemment impossible et l'appréciation de l'échauffement de l'eau ne pouvant donner qu'une valeur beaucoup trop imprécise.

Sur la fig. 4 représentant schématiquement les circuits de l'étage d'amplification de grande puissance et leur répartition dans les différents meubles, les parties principales sont délimitées par un tracé.

Digitized by Google

La partie 1 est relative au circuit oscillant proprement dit qui comprend la capacité variable C et les selfs-inductances L constituées chacune par deux tubes de cuivre enroulés jointivement, l'un est utilisé pour l'arrivée d'eau à la cuve de réfrigération entourant l'anode et l'autre est utilisé pour la sortie.

Ces enroulements qui servent également de conducteurs pour la tension d'anode sont, afin d'obtenir l'isolement de cette dernière, raccordés à la distribution d'eau par des serpentins SS en tube de caoutchouc. Par suite de l'oscillation du système en régime symétrique, il est clair que la tension haute fréquence aux points où sont raccordés les serpentins SS est pratiquement nulle, la capacité de jonction C1, permettant de séparer les courants absorbés par chaque anode étant dimensionnée de façon à présenter une réactance très faible aux courants du circuit oscillant qui la traversent. On évite ainsi les pertes haute fréquence dans les canalisations d'eau qui peuvent être très importantes dans le cas où les tubes de caoutchouc sont reliés directement aux anodes et supportent ainsi la totalité de la tension haute fréquence du circuit. Le système de distribution d'énergie à l'aérien, est couplé en dérivation sur les selfs-inductances d'oscillation à travers des capacités de blocage évitant de le porter au potentiel de la source d'alimentation des anodes.

Les parties II et III de disposition identique représentent les organes du circuit d'excitation du système placés dans leurs meubles de commandes respectifs et qui sont l'un ou l'autre mis en service à l'aide du commutateur IV, suivant la longueur d'onde sur laquelle on transmet. Sur la partie II par exemple, on remarque que les selfs-inductances de couplage *l*2 ont leurs extrémités voisines réunies à travers la capacité C2 permettant de fermer le circuit d'excitation pour les courants haute fréquence.

Cette disposition permet d'appliquer aux grilles des tensions négatives différentes, obtenues par des prises séparées sur le potentiomètre en dérivation sur la source de polarisation. On peut ainsi faire fonctionner les lampes dans les conditions des plus favorables et en particulier dans le cas où leurs caractéristiques sont un peu différentes, égaliser les courants absorbés par chaque anode. Par suite de la distance entre le circuit d'excitation et les grilles des lampes, l'énergie haute fréquence est amenée à ces dernières par une ligne *l* aboutissant à un transformateur élévateur de tension représenté en V. Ce transformateur permet d'obtenir la transmission de l'énergie dans de bonnes conditions par la suppression pratiquement complète du régime stationnaire des courants haute fréquence

Digitized by Google

sur la ligne qui atteint facilement 1/4 de longueur d'onde pour des ondes voisines de 15 mètres.

L'ensemble des organes d'oscillation est spécialement réalisé pour permettre le fonctionnement sur courtes longueurs d'onde. A cet effet, ils sont disposés de façon que l'ensemble occupe le plus faible volume possible et présente le minimum de capacité parasite par

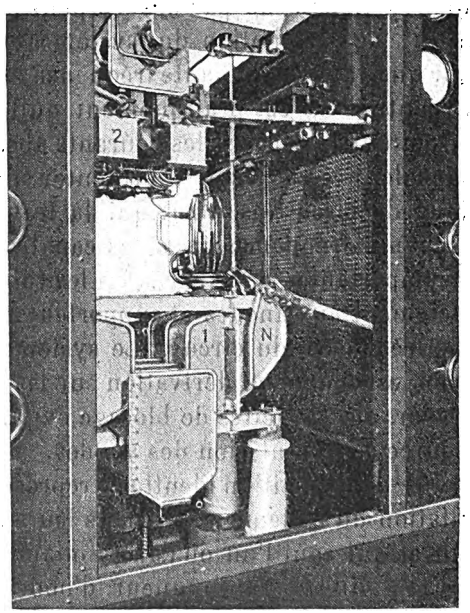


Fig 5. — Circuit d'oscillation de l'amplificateur de puissance.

rapport au sol. Dans ce but, toutes les connexions entre les différents organes d'oscillations intervenant pour augmenter la longueur d'onde ont été supprimées en accolant ces derniers par leurs parties qui doivent être électriquement réunies et d'autre part les différents éléments du système dont le potentiel haute fréquence est faible, sont disposés vers l'extérieur de l'espace occupé par l'ensemble.

Sur la fig. 5 sont représentés en I les organes d'oscillation proprement dits et en II le transformateur d'attaque des grilles des triodes. Le circuit oscillant est supporté par des barreaux de quartz fixés sur des porcelaines disposées sur un même socle. La capacité du circuit oscillant comprend deux groupes de lames fixes entre lesquelles l'armature mobile peut être déplacée au moyen d'engrenages commandés par un volant. Chacun de ces groupes est fixé à une

Digitized by Google

toile de fonderie qui porte également sur la face opposée les lames fixes des condensateurs neutrodynes et les cuves de lampes aux-

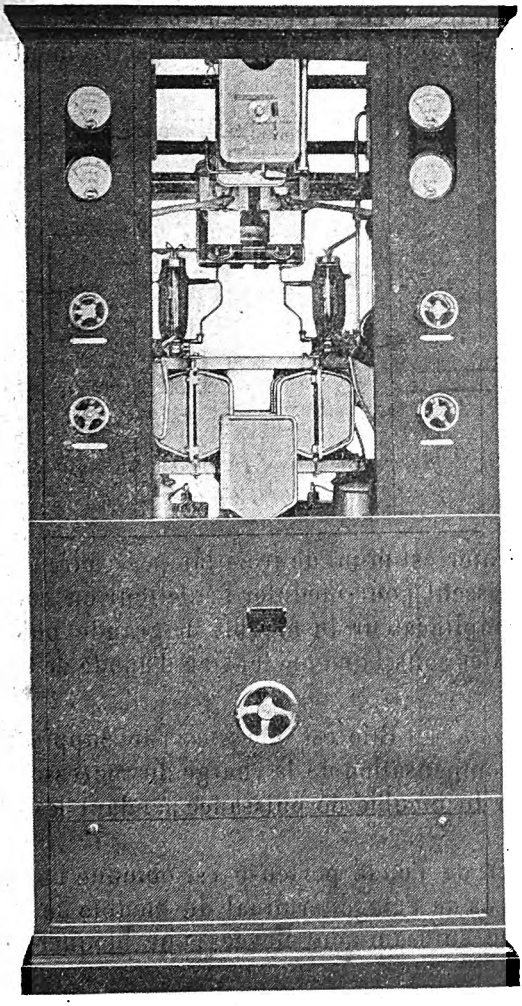


Fig. 6. — Amplificateur de puissance à deux lampes à circulation d'eau.

quelles sont directement reliées les self-inductances parcourues par la circulation d'eau.

3° Ensemble de modulation et de manipulation.

a) ***Modulation.*** — Les courants téléphoniques à leur arrivée à la station d'émission traversent un amplificateur microphonique pré-

Digitized by Google

paratoire qui comprend 4 étages et permet d'obtenir sans distorsion une puissance de 4 watts. Cet amplificateur est relié aux organes de modulation disposés dans le meuble et qui comprennent un étage de sous-contrôle équipé avec 4 lampes de 50 watts en parallèle attaquant un étage de contrôle, représenté respectivement en I et II sur

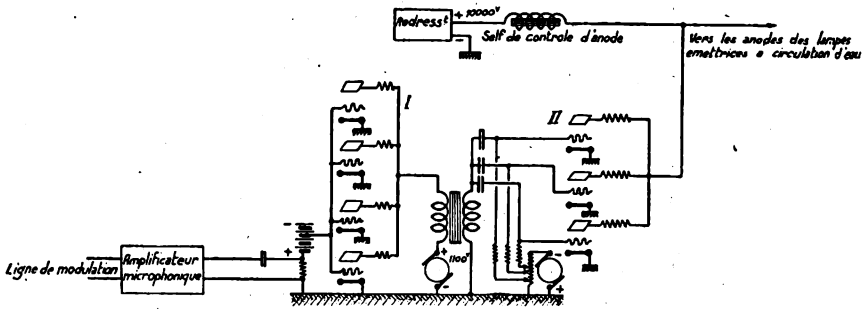


Fig. 7. — *Circuit d'amplification basse fréquence du meuble de modulation et de manipulation.*

la fig. 7. Ce dernier est muni de trois lampes à circulation d'eau en parallèle qui agissent pour moduler l'émetteur en contrôle d'anode sur l'élément amplificateur du meuble de grande puissance et sont par suite alimentés sous la même tension d'anode de 10.000 volts que ce dernier.

b) *Manipulation.* — Elle est effectuée par suppression de l'onde porteuse avec compensation de la charge du redressement d'alimentation de l'étage du meuble de puissance pendant les repos de manipulation.

La suppression de l'onde porteuse est obtenue en appliquant aux grilles des lampes de l'étage terminal du meuble de commande une tension négative suffisamment élevée pour bloquer les oscillations dans le circuit de plaque.

La compensation de la charge s'obtient en effectuant en même temps que l'opération précédente, la commande de la tension grille des lampes à circulation d'eau utilisées en absorption conjointement avec des résistances. De cette façon le débit du redressement passe suivant la manipulation à travers le système émetteur ou à travers le circuit d'absorption.

Etant données les tensions relativement élevées de l'ordre de 1.000 volts qui doivent être développées sur les grilles pour réaliser les opérations ci-dessus, il est nécessaire pour effectuer la com-

Digitized by Google

mande à grande vitesse par un relais genre Baudot, de passer par un ensemble de relais intermédiaire à lampes.

Le système permet ainsi d'obtenir une commande extrêmement

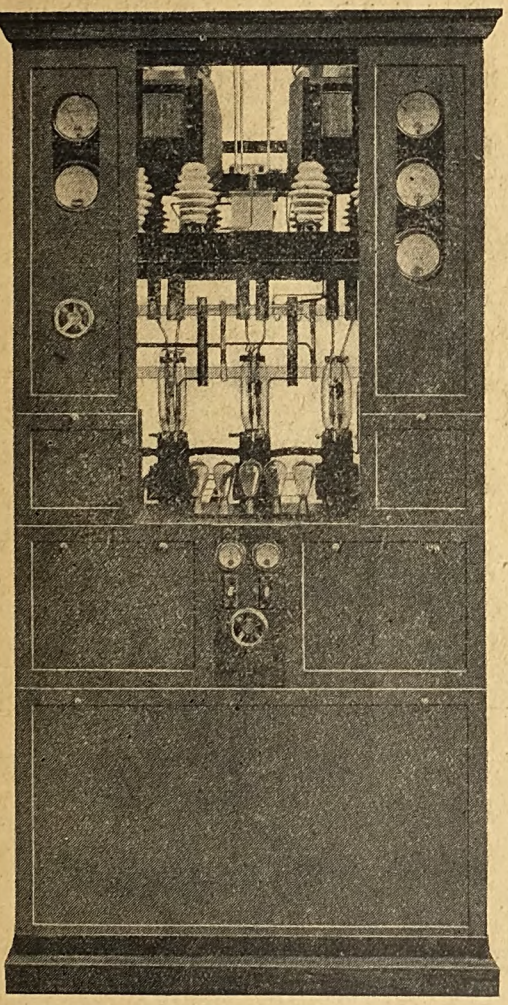


Fig. 8. — Meuble de modulation et de manipulation.

rapide de l'émission, en particulier la manipulation à des vitesses atteignant 250 mots par minute, n'a révélé au contrôle oscillographique aucune constante de temps appréciable.

Digitized by Google

Table de commande

Les différentes commandes nécessaires à la mise en marche de l'émetteur sont rassemblées sur une table de commande portant également les appareils de mesure principaux.

L'ensemble est réalisé de façon à permettre au moyen de boutons d'interrupteurs actionnant des relais, soit la mise en service étage par étage, soit d'une façon complètement automatique au moyen

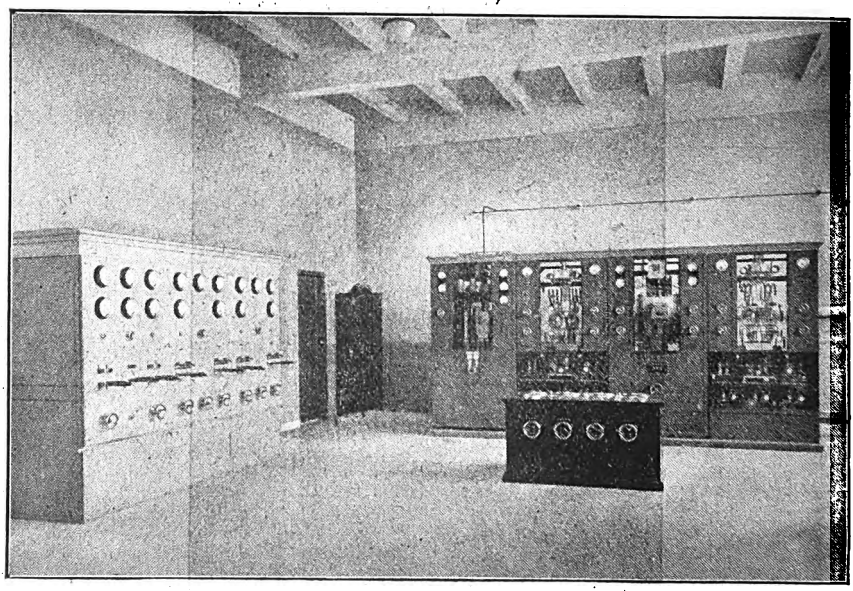


Fig. 9. — Ensemble de l'émetteur de 15 Kw stabilisé par quartz piézo-électrique.

d'une seule commande générale ; dans ce cas les relais ferment successivement les circuits des différents éléments de l'émetteur et sont verrouillés électriquement entre eux de façon à éviter toute fausse manœuvre. D'ailleurs certains relais sont retardés, en particulier pour éviter d'appliquer les tensions d'anode avant que les filaments aient atteint une température très voisine de celle de régime ; le temps de démarrage est de 10 secondes.

B. Aériens.

Les aériens sont constitués par des projecteurs Chireix-Mesny, dont l'efficacité a été démontrée par l'expérience dans les nombreuses installations qui en sont munies. Dans une conférence à l'onde élec-

Digitized by Google

trique, M. Chireix (1) a exposé le principe de ces projecteurs et décrit le premier modèle qui a été établi à Sainte-Assise.

Nous rappellerons que le principe de ces aériens consiste dans l'emploi d'un fil coudé à angle droit dans un même plan de manière à affecter la forme d'une dent de scie, les éléments rectilignes successifs étant dimensionnés de façon que leur longueur soit égale à 1/2 onde. Lorsque le fil est alimenté à une de ses extrémités par un courant de fréquence convenable, l'autre extrémité étant isolée, il est le siège d'un régime stationnaire de courants dont le sens et la distribution sont tels que le rayonnement obtenu est équivalent à celui d'un alignement d'éléments 1/2 onde parallèles alimentés en phase, ces éléments étant perpendiculaires à l'axe moyen de la dent

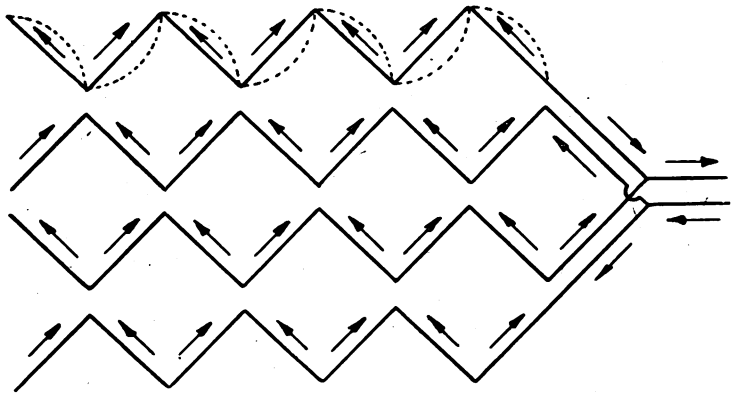


Fig. 10. — Filet radiant Chireix-Mesny.

de scie et contenus dans le plan de celle-ci. On obtient un effet directif dont la radiation maximum a lieu dans la direction perpendiculaire au plan du système et qui est d'autant plus développé suivant l'axe moyen de ce dernier que le fil comprend un plus grand nombre d'éléments 1/2 onde. Pour obtenir un effet directif accusé suivant le second axe du système, on est conduit à disposer les uns au-dessus des autres, plusieurs éléments de fil replié et on réalise ainsi une sorte de filet radiant représenté sur la fig. 10 et qui peut être alimenté par une seule ligne à deux conducteurs.

La ligne étant excitée en régime symétrique par rapport au sol, si on remarque que le sens des courants stationnaires s'inverse à chaque

(1) Monsieur Chireix, un système français d'émission à ondes courtes projetées. *Onde électrique*, n° 77, mai 1928.

Digitized by Google

longueur de fil représentant 1/2 onde, on voit facilement que les conducteurs de distribution indiqués sur le schéma provoquent dans les éléments radiants auxquels ils sont reliés un régime de courants dont les sens relatifs sont indiqués par les flèches et les amplitudes par un tracé en pointillé. L'examen de la figure montre que dans ces conditions, le filet radiant représenté est équivalent à deux alignements croisés à angle droit d'antennes élémentaires constituées chacune par 4 demi-ondes de même sens.

Le projecteur établi pour l'onde de 24 m. 46 est une variante du projecteur CM normal qui est particulièrement avantageuse pour l'installation d'aériens directifs à ondes courtes dans des centres radioélectriques à ondes longues du fait qu'elle permet d'utiliser des pylônes existants.

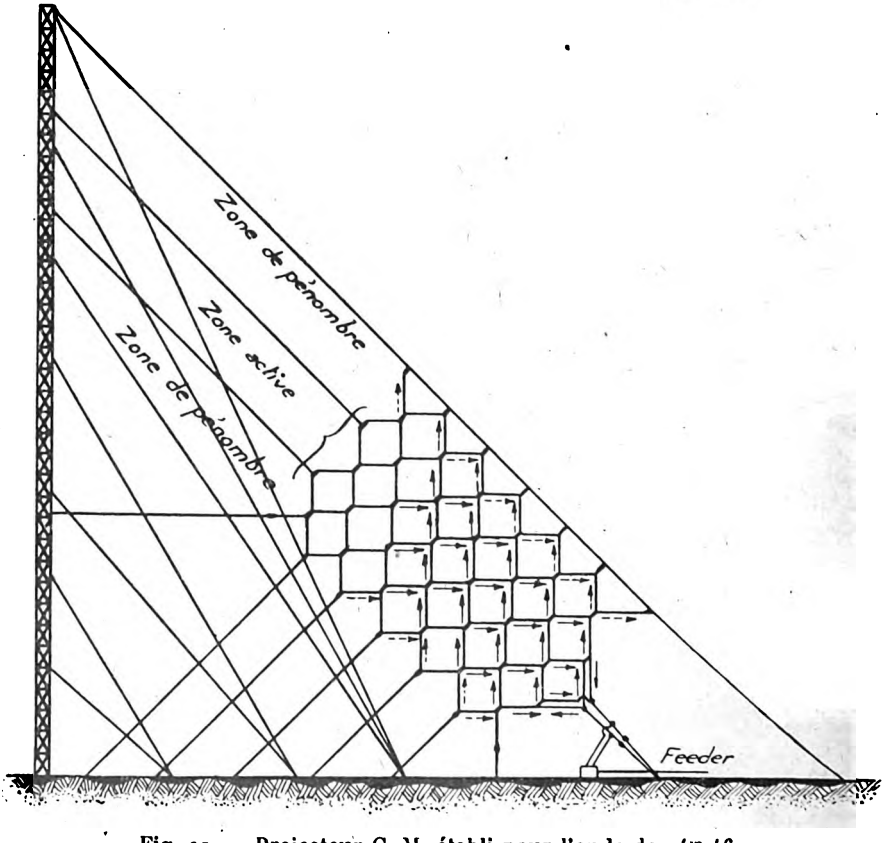


Fig. 11. — Projecteur C. M. établi pour l'onde de 24m,46.

Ce projecteur représenté sur la figure 11 est amarré à un des pylônes de la station transcontinentale de Sainte-Assise. Il comprend

Digitized by Google

4 systèmes élémentaires de fil replié à angle droit comportant chacun 12 éléments 1/2 onde. Ces quatre systèmes qui sont disposés dans le même plan vertical constituent la zone active du rideau. Ils sont reliés au traversier et aux retenues amarrées au sol par l'intermédiaire de systèmes élémentaires identiques à ceux de la partie active, mais non alimentés et constituant une zone appelée zone de pénombre. L'interposition de la zone de pénombre permet de fixer la partie active sans perturber le régime des courants qui la traver-

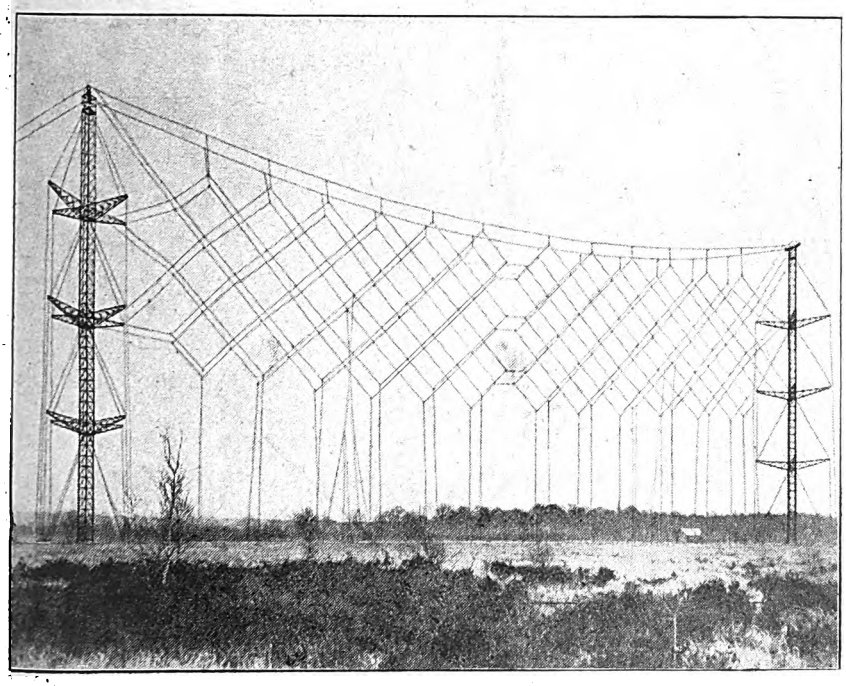


Fig. 12. — Projecteur C. M. établi pour l'onde de 16m,44.

sent, on peut remarquer qu'elle est excitée faiblement par induction électrostatique avec la zone active de telle façon que son rayonnement s'ajoute à celui de cette dernière.

Le projecteur fonctionnant sur l'onde de 16 m. 44 représenté sur la figure 12 est soutenu par un traversier tendu entre deux pylônes de 75 mètres. Il comprend deux baies alimentées chacune en leur milieu au moyen d'une ligne à deux fils dont le détail des conducteurs de distribution aux éléments radiants est indiqué sur la fig. 13. On remarque que pour réduire la discontinuité du rayon-

Digitized by Google

nement de chaque baie dans la région située près des conducteurs de distribution on a disposé deux parties A et B représentant cha-

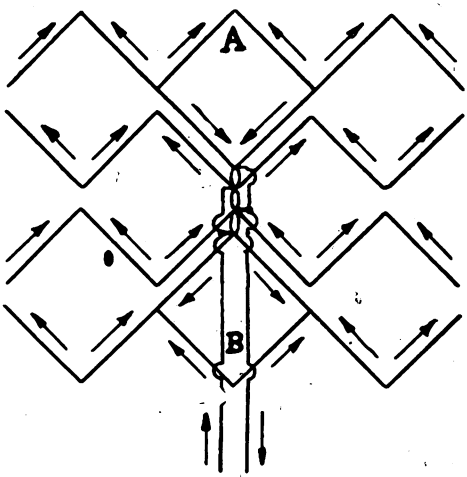


Fig. 13. — Détail des conducteurs de distribution à une baie.

cune deux éléments demi-onde. On voit immédiatement en considérant les points du système auxquels ces éléments sont reliés que les courants qui les parcourent produisent une radiation de même sens que l'ensemble.

Chaque baie comprend 4 systèmes élémentaires de 12 éléments

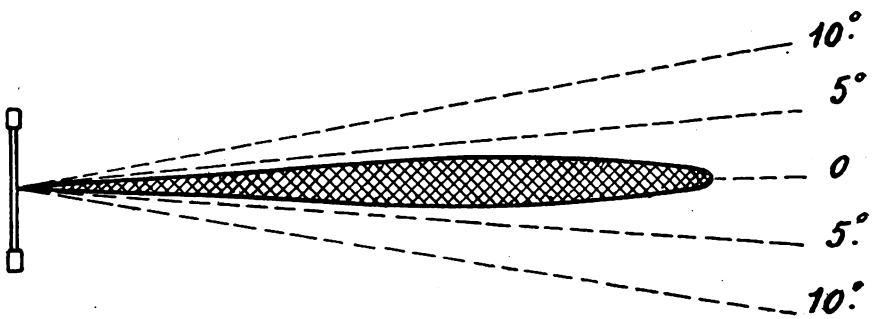


Fig. 14. — Diagramme de directivité de l'aérien à 2 baies.

demi-onde séparés des câbles de fixation par des zones de pénombre.

L'aérien est complété par un réflecteur identique à l'antenne disposé à une distance d'environ 1/4 de longueur d'onde de cette dernière et qui permet d'obtenir un effet directif unilatéral.

Digitized by Google

Pour permettre de renverser le sens du diagramme les rôles du réflecteur et de l'antenne peuvent être intervertis au moyen d'un système de sectionneurs commandé de la station. Par suite du développement considérable de cet aérien, l'effet directif est très accusé, le diagramme de directivité du champ électromagnétique obtenu est indiqué sur la figure 14.

Alimentation des aériens. — Le développement horizontal des projecteurs et la nécessité de bien les dégager entre eux et des obstacles avoisinants pour ne pas altérer le diagramme de l'énergie rayonnée ont conduit à les établir à plusieurs centaines de mètres de la station d'émission.

Ces conditions d'installation qui se rencontrent d'ailleurs dans la plupart des cas exigent donc l'emploi entre l'émetteur et les points d'alimentation des aériens de lignes de transport de force ou feeders sur des distances représentant un grand nombre de longueurs d'onde.

D'une part, ces feeders ne doivent pas rayonner d'énergie en quantité appréciable pour ne pas fausser le diagramme de l'aérien et à cet effet ils sont constitués par deux tubes concentriques. Le tube extérieur qui est mis au potentiel du sol en de nombreux points de son parcours forme cage de Faraday et annule le rayonnement des courants traversant le conducteur isolé auquel il sert de conducteur de retour.

D'autre part, pour transmettre l'énergie avec le minimum de pertes, il est nécessaire d'éviter le régime stationnaire des courants le long du conducteur, ce résultat est obtenu en disposant un transformateur convenablement adapté pour que la résistance d'utilisation ramenée à l'extrémité du feeder soit égale à son impédance caractéristique.

Nous ne décrirons que le système d'alimentation représenté sur la figure 15 et relatif au projecteur à deux baies établi pour l'onde de 16 m. 44, celui du second aérien constituant un cas particulier plus simple. Ce système comprend un feeder général d'alimentation de 400 mètres de longueur relié à l'émetteur par une boîte de couplage située dans la station et permettant de transformer les tensions symétriques par rapport au sol, fournies par le meuble de puissance en une tension simple appliquée entre le conducteur isolé du feeder et son tube enveloppe relié au sol. L'autre extrémité du feeder général, est reliée à une boîte de dérivation située dans l'axe perpendiculaire à l'aérien et qui alimente deux feeders secondaires. Ces derniers aboutissent eux-mêmes à une boîte de couplage terminale analogue à celle située dans la station, mais fonctionnant en sens

Digitized by Google

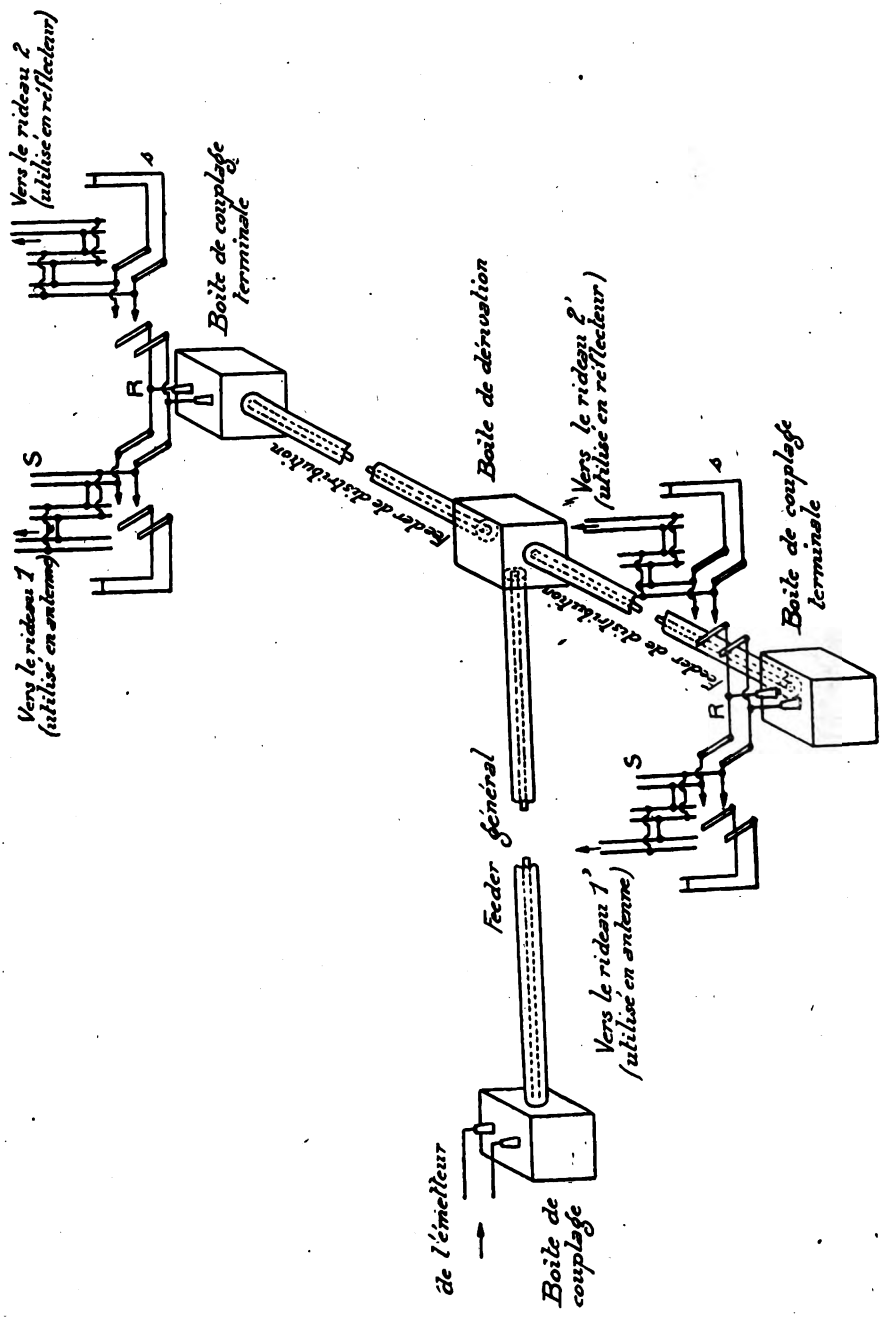


Fig. 15. — Schéma du système de distribution d'énergie de l'aérien Chireix-Mesny à 2 baies.

Digitized by Google

inverse pour obtenir à sa sortie des tensions symétriques par rapport au sol qui sont appliquées à la ligne de descente de chaque baie à travers une ligne à deux fils de longueur réglable.

Cette ligne est de même que la descente le siège d'un régime stationnaire atténué toutefois par la puissance réelle fournie à l'antenne et rayonnée par celle-ci. La longueur de la ligne est dimensionnée de façon que les points où elle est reliée à la boîte de couplage soient à un ventre d'intensité, ceci correspond pour le circuit de débit de cette dernière à une impédance apparente équivalente à une résistance pure. On peut d'ailleurs remarquer que par suite de son excitation symétrique par rapport au sol, la descente ne rayonne pas d'énergie appréciable.

Enfin sur la figure 15 sont représentés les contacteurs R d'inversion du diagramme. Dans la position du schéma, les rideaux 1 1′ sont utilisés comme antenne, les rideaux 2 2′ employés en réflecteurs ne sont pas alimentés. Pour annuler le champ derrière le réflecteur, on règle l'amplitude et la phase des courants induits par l'antenne dans les rideaux 2 2′ en court-circuitant les descentes de ces derniers en des points convenables des lignes de réglage SS.

Pour permettre de régler l'alimentation en phase de chaque baie malgré les dissymétries inévitables en pratique, des lignes artificielles dont on peut faire varier la longueur, sont disposées en série avec chaque feeder de distribution. Ces lignes ont elles-mêmes une impédance égale à celle des feeders auxquels elles sont reliées pour éviter les réflexions de courant au point de jonction. Il est important d'observer que la précision dans le réglage des différentes boîtes de transformation n'est pas seulement intéressante pour réduire les pertes dans les feeders. En effet, nous avons supposé que chaque transformateur débite sur une résistance pure et ceci n'est vrai indépendamment de la longueur de la ligne que lorsque celle-ci n'est pas le siège d'un régime stationnaire des courants; on sait, en effet, que dans le cas contraire, la ligne peut se comporter en ses points d'alimentation comme une impédance de valeur et de signe variant suivant le nombre de fractions de longueur d'onde représenté par son parcours et l'impédance sur laquelle elle est fermée.

On conçoit donc en particulier que le réglage correct des lignes de phase et la suppression des ondes stationnaires dans le feeder général ne peuvent être pratiquement réalisés que si l'impédance de sortie du transformateur de la boîte de distribution est indépendante de la longueur de la ligne artificielle de phase, c'est-à-dire

Digitized by Google

lorsque les feeders de distribution auxquels elles sont reliées ne seront pas eux-mêmes le siège de régimes stationnaires.

Conclusion. — Cet ensemble d'émission utilisé pour le trafic radiotélégraphique à grande vitesse Paris-New-York depuis 8 mois et dont le premier modèle a été mis en service, il y a plus d'une année sur la liaison radiotéléphonique Paris-Buenos-Ayres peut être considéré comme ayant subi l'épreuve de l'exploitation. Les résultats obtenus et leur régularité ont conduit l'administration des P.T.T. et plusieurs compagnies d'exploitation internationales, à équiper leurs installations avec ce matériel. C'est ainsi qu'en particulier au cours de cette année les stations de Pontoise, Saïgon, Tananarive, Rabat, actuellement en montage créeront de nouvelles voies radioélectriques permettant les liaisons téléphoniques entre nos colonies et la métropole.

R. Villem.

Digitized by Google

ABAQUE POUR LE CALCUL DES RÉSISTANCES OHMIQUES A TOUTES FRÉQUENCES

par Marcel MATHIEU.

Le calcul des résistances ohmiques en haute fréquence est possible par l'emploi de la formule de Lord Kelvin et les tables des fonctions cylindriques. Il est possible d'arriver au même résultat avec une approximation remarquable en utilisant la formule de M. Levasseur (1).

A. — *Formule de M. Levasseur.*

Le rapport K de la résistance en courant alternatif à la résistance en courant continu est :

$$K = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + v^6} + \frac{1}{4},$$

avec

$$v = \pi a \sqrt{\frac{\mu f}{1.000\rho}}$$

a = rayon du conducteur en centimètres.
μ = perméabilité du conducteur.
f = fréquence du courant.
ρ = résistivité en microhms-cm.

Cette formule est évidemment applicable à un conducteur linéaire, mais elle ne peut pas tenir compte de l'augmentation de la résistance due à l'effet de bobinage (2).

B. — *Application aux conducteurs en cuivre.*

Pour le cuivre on a : $\mu = 1$ et $\rho = 1{,}8$ microhms-cm à la température ordinaire.

La valeur de v devient donc :

$$v = \pi a \sqrt{\frac{f}{1.800}}.$$

C. — *Abaque pour le calcul de K dans le cas de conducteurs en cuivre à la température ordinaire.*

Il est facile de tracer un abaque qui donnerait v en fonction de a et de f ; c'est-à-dire réalisant la formule :

$$v = \pi a \sqrt{\frac{f}{1.800}}.$$

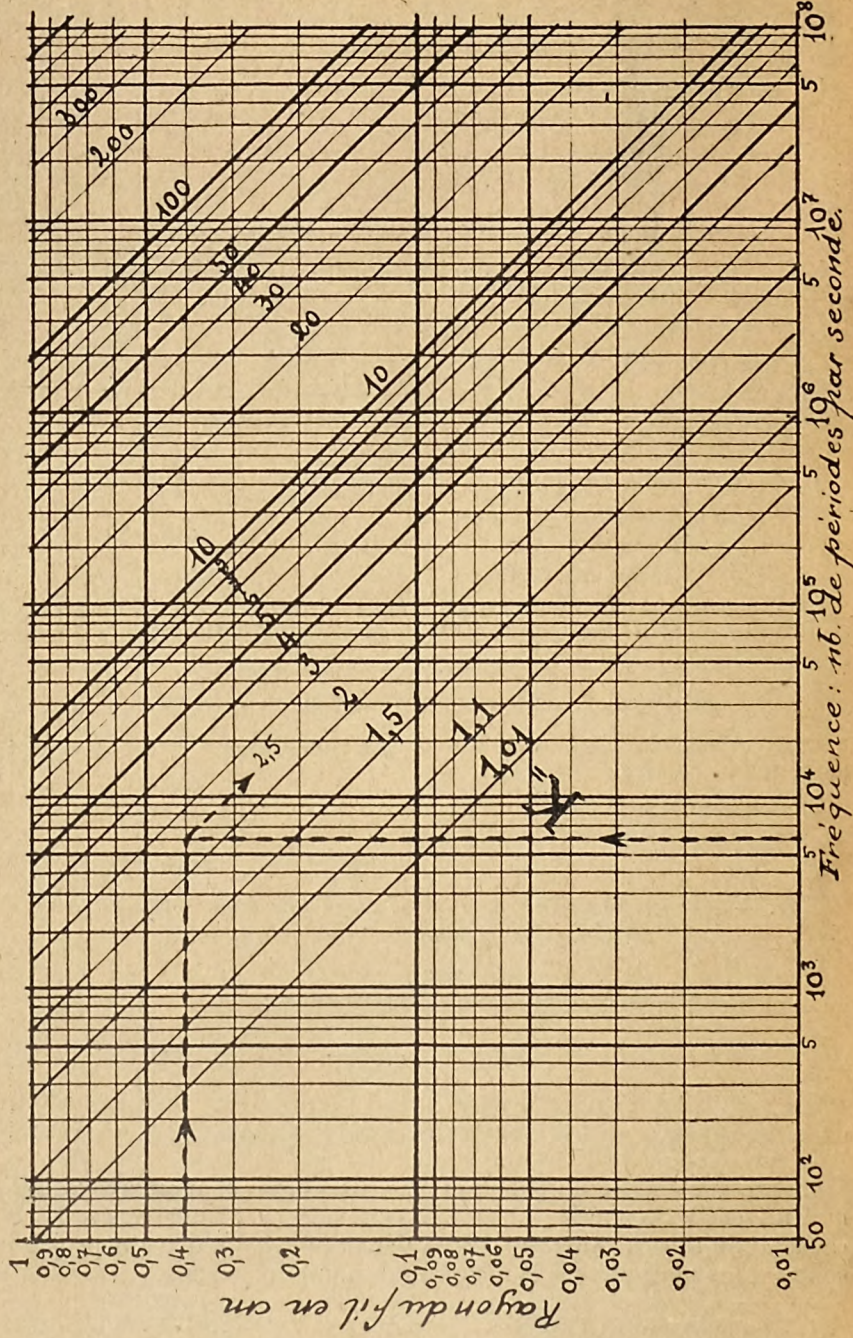
On remarquera que l'on peut substituer à l'échelle des valeurs de v une échelle des valeurs de K, puisqu'à une valeur de v correspond une valeur de K et une seule.

Le mode d'emploi de l'abaque est très simple et nous avons indiqué un exemple par les pointillés et les flèches. Nous espérons que cet abaque sera de quelque utilité dans des calculs d'avant-projet de connexions pour appareils à courant à haute fréquence.

(1) Compte rendu de l'Académie des Sciences, 7 octobre 1929. — Voir aussi *O. E.*, février 1930, p. 69.

(2) Voir R. Mesny, *Onde électrique*, mars et avril 1922.

Digitized by Google



Digitized by Google

NOTIONS GÉNÉRALES DE TRANSMISSION APPLIQUÉES A LA RADIOTÉLÉPHONIE

par Ph. LE CORBEILLER et G. VALENSI,

Ingénieurs en Chef des Télégraphes.

SOMMAIRE. — Les auteurs examinent d'abord les circonstances principales de la transmission d'un son sinusoïdal sur un circuit téléphonique chargé et donnent comme exemples de diagrammes de niveaux les diagrammes d'un circuit terrestre en câble et du circuit radiotéléphonique Londres-New-York. Ils donnent ensuite les résultats principaux de l'analyse des sons de la parole faite aux Etats-Unis dans ces dernières années et terminent par un exposé de la technique actuellement employée pour l'essai acoustique des appareils téléphoniques (téléphonométrie).

A. — *Transmission d'un son sinusoïdal*

Nous étudierons tout d'abord la transmission d'un son sinusoïdal en supposant qu'une onde acoustique dont la pression varie en un point en fonction du temps suivant une loi sinusoïdale agit sur le diaphragme d'un microphone.

On est conduit à considérer dans l'onde acoustique les grandeurs suivantes :

1° *la pression acoustique dans l'onde libre* dont la valeur efficace p est généralement exprimée en baryes (dynes/cm^2).

2° *l'intensité sonore* qui, dans le cas d'ondes acoustiques planes ou sphériques, se propageant librement avec une vitesse a dans un milieu de masse spécifique ϱ, s'exprime par

$$\frac{p^2}{a\varrho}.$$

(Dans le cas de l'air, le produit $a\varrho$ est à peu près égal à 42 avec le système C. G. S.)

L'intensité sonore a les dimensions d'une puissance par unité de surface.

3° *la pression acoustique sur la membrane du microphone.* — Lorsqu'une onde acoustique tombe sur une membrane microphonique, le rapport k entre la pression acoustique sur la membrane et

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F., le 19 février 1930.

Digitized by Google

la pression dans l'onde libre, est fonction de la fréquence ainsi que des dimensions et de la forme du microphone (avec son embouchure). Ce nombre k peut par exemple varier de 1 à 2 quand l'onde acoustique rencontre un corps sphérique. Mais le facteur k dépasse la valeur 2 dans le cas de microphones avec embouchures de formes favorables ou dans le cas de résonance entre la fréquence de l'onde incidente et une des fréquences propres de l'embouchure ou de la membrane du microphone.

4° *la tension électrique aux bornes du microphone.* — La tension électrique aux bornes du microphone est fonction de la pression acoustique sur la membrane. Elle dépend des qualités acoustiques et électriques du microphone ainsi que du circuit d'alimentation.

5° *La force électromotrice du microphone.* — On peut déduire la valeur de cette force électromotrice de la mesure de la tension électrique aux bornes du microphone si on connaît l'impédance intérieure du microphone et l'impédance du circuit extérieur. Mais on peut aussi mesurer directement cette force électromotrice par la méthode de substitution suivante.

Dans une première phase de la mesure, on relie le microphone à un voltmètre à lampes. On applique à la membrane une onde acoustique sinusoïdale de pression et de fréquence déterminées et on obtient une certaine déviation sur l'instrument de mesure du voltmètre à lampes.

Dans une deuxième phase de la mesure, on supprime cette pression acoustique et on intercale en série avec le microphone une différence de potentiel prise sur un potentiomètre alimenté par une source de courant alternatif sinusoïdal de même fréquence. On règle le potentiomètre jusqu'à ce que l'on lise sur l'instrument de mesure du voltmètre à lampes la même valeur.

La tension aux bornes du potentiomètre mesure la force électromotrice cherchée. Il est nécessaire que la résistance du potentiomètre soit non inductive et petite par rapport à celle du microphone. Il faut aussi que les connexions entre le potentiomètre et le microphone soient courtes et sans capacité appréciable.

Si l'on admet que le fonctionnement du microphone a lieu suivant une loi linéaire (conditions normales d'emploi sans distorsion exagérée), la tension électrique pour une fréquence déterminée est proportionnelle à la pression acoustique sur la membrane et par suite à la pression acoustique dans l'onde libre.

Le microphone à condensateur, le microphone électro-dynamique, le quartz piézo-électrique, ont un fonctionnement pratique-

Digitized by Google

ment linéaire. Au contraire, un microphone à charbon, par exemple, surtout lorsqu'il est soumis à une pression acoustique relativement importante, n'a pas un fonctionnement linéaire.

Dans ce dernier cas, le rapport entre la tension électrique et la pression acoustique (efficacité absolue du microphone) dépend de la pression acoustique elle-même (distorsion dite « non linéaire »).

Nous pouvons donc en première approximation admettre que le microphone, sous l'action de l'onde acoustique sinusoïdale qui agit sur lui, engendre au départ du circuit une force électromotrice alternative sinusoïdale et de même fréquence que l'onde acoustique.

Cette tension alternative sinusoïdale va se propager le long du circuit téléphonique que nous supposerons très long, c'est-à-dire long par rapport à la longueur d'onde des ondes propagées.

Dans ces conditions on démontre que la loi de propagation de la tension et du courant est la suivante :

$$E_2 = E_1 e^{-\gamma l},$$
$$I_2 = I_1 e^{-\gamma l}.$$

Ces équations donnent la tension E_2 et le courant I_2 produits sur le circuit uniforme considéré en un point distant de l de l'origine, par une tension E_1 de pulsation ω appliquée à cette origine, pourvu que l soit suffisamment grand. γ est un nombre complexe fonction de ω, $\gamma = \beta + j\alpha$. On voit que, par unité de longueur de propagation le long d'une ligne uniforme infinie, non seulement l'intensité du courant sinusoïdal de pulsation ω diminue d'un certain pourcentage β, mais encore la phase de l'onde sinusoïdale transmise tourne d'un angle déterminé α (radians).

β mesure donc le taux de diminution de l'amplitude du courant, d'où le nom de *constante d'affaiblissement*. D'autre part, la phase de l'onde sinusoïdale transmise étant, en un point de la ligne distant de l de l'extrémité transmettrice, décalée de αl radians par rapport à la phase de l'onde à cette extrémité transmettrice, si λ est tel que $\alpha\lambda = 2\pi$, l'onde aura tourné d'une période complète. La longueur d'onde le long de la ligne considérée pour la pulsation ω est donc

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha},$$

d'où le nom de *constante de longueur d'onde* donné à α.

Si f désigne la fréquence, T la durée de la période, et V la vitesse de propagation de l'onde, on a

Digitized by Google

$$V = \frac{\lambda}{T} = \frac{2\pi}{\alpha} \times \frac{1}{l} = \frac{\omega}{\alpha}.$$

L'impédance à partir d'un point quelconque d'un circuit uniforme de très grande longueur est une quantité constante :

$$\frac{E_2}{I_2} = Z_0,$$

c'est l'*impédance caractéristique* de ce circuit. Par suite les puissances à l'origine et au point distant de l de l'origine sont dans les rapports suivants :

pour les puissances apparentes $\frac{P_2}{P_1} = \frac{E_2 I_2}{E_1 I_1} = e^{-2\gamma l}$,

pour les puissances réelles $\frac{I_2^2 z_0 \cos\varphi}{I_1^2 z_0 \cos\varphi} = e^{-2\gamma l}$.

On démontre sans difficulté que ces équations s'appliquent non seulement à une ligne uniforme très longue, mais encore à une ligne uniforme de longueur quelconque, pourvu qu'elle soit terminée par une impédance égale précisément à l'impédance caractéristique

$$Z_0 \angle \varphi.$$

Nepers et décibels. — Dans la transmission téléphonique on est tout naturellement conduit à exprimer des rapports de deux grandeurs ayant même « dimensions » physiques par le logarithme de ces rapports. On considère par exemple le logarithme du rapport de deux puissances apparentes ou réelles, de deux tensions électriques, de deux courants électriques, de deux pressions acoustiques, etc...

On utilise dans la pratique soit le système de logarithmes népériens, soit le système de logarithmes décimaux.

S'il s'agit de deux *puissances* P_1 et P_2 on considère les expressions

$$\begin{cases} \text{dans le système népérien} & 1/2 \log_e \frac{P_1}{P_2}, \\ \text{dans le système décimal} & 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}. \end{cases}$$

S'il s'agit de deux *tensions* V_1 et V_2 ou de deux *courants* I_1 et I_2, on considère les expressions :

$$\begin{cases} \text{dans le système népérien} & \log_e \frac{V_1}{V_2} \quad \text{ou} \quad \log_e \frac{I_1}{I_2}, \\ \text{dans le système décimal} & 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \quad \text{ou} \quad 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}. \end{cases}$$

On convient de faire suivre les nombres obtenus comme résultat de calcul avec les formules ci-dessus, par le mot *néper* dans le cas

Digitized by Google

du système népérien et par le mot *décibel* dans le cas du système décimal.

Ces indications : *néper* ou *décibel*, servent donc à rappeler quel système de logarithmes a été utilisé.

On dit par exemple *un affaiblissement* (produit de la constante d'affaiblissement d'un circuit par sa longueur) de 1,5 *néper ou* 13 *décibels*, en écrivant « népers » ou « décibels » en toutes lettres.

On emploie parfois les symboles *n* pour néper et *db* pour décibel et *dn* pour décinéper.

Table de conversion des unités de transmission népérienne (népers) *et décimale* (décibels).

Népers	Décibels	Népers	Décibels	Népers	Décibels	Népers	Décibels
0,1	0,869	2,6	22,584	5,1	44,299	7,6	66,014
0,2	1,737	2,7	23,452	5,2	45,167	7,7	66,882
0,3	2,606	2,8	24,321	5,3	46,036	7,8	67,751
0,4	3,474	2,9	25,189	5,4	46,904	7,9	68,619
0,5	4,343	3,0	26,058	5,5	47,773	8,0	69,488
0,6	5,212	3,1	26,927	5,6	48,642	8,1	70,357
0,7	6,080	3,2	27,795	5,7	49,510	8,2	71,225
0,8	6,949	3,3	28,664	5,8	50,379	8,3	72,094
0,9	7,817	3,4	29,532	5,9	51,247	8,4	72,962
1,0	8,686	3,5	30,401	6,0	52,116	8,5	73,831
1,1	9,555	3,6	31,270	6,1	52,985	8,6	74,700
1,2	10,423	3,7	32,138	6,2	53,853	8,7	75,568
1,3	11,282	3,8	33,007	6,3	54,722	8,8	76,437
1,4	12,160	3,9	33,875	6,4	55,590	8,9	77,305
1,5	13,029	4,0	34,744	6,5	56,459	9,0	78,174
1,6	13,898	4,1	35,613	6,6	57,328	9,1	79,043
1,7	14,766	4,2	36,481	6,7	58,196	9,2	79,911
1,8	15,635	4,3	37,350	6,8	59,065	9,3	80,780
1,9	16,503	4,4	38,218	6,9	59,933	9,4	81,648
2,0	17,372	4,5	39 087	7,0	60,802	9,5	82,517
2,1	18,241	4,6	39,956	7,1	61,671	9,6	83,386
2,2	19,109	4,7	40,824	7,2	62,539	9,7	84,254
2,3	19,978	4,8	41,693	7,3	63,408	9,8	85,123
2,4	20,846	4,9	42,561	7,4	64,276	9,9	85,991
2,5	21,715	5,0	43,430	7,5	65,145	10,0	86,860

Câbles téléphoniques modernes. — La transmission sur les lignes téléphoniques aériennes qui sont par construction des lignes uniformes (sur lesquelles la résistance, l'inductance, la perditance, et la capacité sont réparties uniformément) est dans la pratique assez précaire à cause des dérangements fréquents que les intempéries occasionnent sur ces lignes.

Digitized by Google

Afin d'obtenir un service plus régulier on est donc conduit à utiliser de préférence des circuits en câble. Dans un câble les conducteurs d'un même circuit étant très rapprochés l'un de l'autre, la capacité C du circuit est grande et la constante d'affaiblissement d'un tel circuit (donnée dans ce cas approximativement par

$$\beta = \sqrt{\omega CR/2},$$

C et R étant la capacité et la résistance par unité de longueur, par exemple par km., et $\omega = 2\pi \times$ fréquence étant la pulsation du courant sinusoïdal considéré) serait grande. La portée de transmission serait donc forcément très limitée à moins d'avoir des répéteurs (dispositifs amplificateurs) très nombreux, ce qui entraîne divers inconvénients.

Pour corriger les effets de la capacité sur les câbles et diminuer l'affaiblissement on est conduit, comme l'ont montré Heaviside et Vaschy, à accroître artificiellement l'inductance du circuit. On peut le faire, comme l'a indiqué Krarup, en enroulant autour de chaque conducteur un fil ou ruban mince de substance à grande perméabilité magnétique (fer, alliage fer-nickel, etc...) ce qui accroît le flux donc l'inductance. La résistance apparente du circuit est un peu accrue à cause des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans ces enroulements magnétiques, mais tout compte fait la constante d'affaiblissement est réduite.

De tels circuits, dits *krarupisés*, ont des constantes uniformément réparties et les équations ci-dessus pour les tensions, courants, puissances s'appliquent rigoureusement.

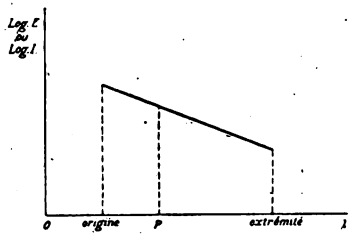
On peut aussi, comme l'a montré Pupin, insérer à intervalles réguliers des bobines d'inductance à noyau magnétique en série avec le circuit sous câble. Si les bobines sont suffisamment rapprochées, et plus précisément si le nombre de ces bobines par longueur d'onde est d'une dizaine au moins, le circuit, bien que de structure hétérogène, est sensiblement équivalent à un circuit uniforme; de tels circuits, dits *pupinisés*, suivent avec une grande approximation les équations ci-dessus.

Si donc on porte en abscisses les longueurs de propagation sur une section *suffisamment longue* de circuit *chargé* (c'est-à-dire pupinisé ou krarupisé) et si l'on porte en ordonnées les logarithmes (népériens ou décimaux) de la tension (ou du courant), on aura le diagramme ci-contre (fig. 1).

Si l'on augmentait beaucoup la longueur de circuit, il arriverait un moment où le son produit par le microphone serait plus faible

Digitized by Google

que les bruits inévitables d'origine extérieure, et même serait trop faible pour être perçu dans un écouteur. Si l'on veut accroître indéfiniment la portée des communications téléphoniques, il faut



P, point où la tension est E et le courant I.

Fig. 1.

donc intercaler entre les sections de câbles successives des *répéteurs*, c'est-à-dire des lampes amplificatrices montées de telle sorte qu'elles fonctionnent pour les deux sens de transmission, de l'origine à l'extrémité ou de l'extrémité à l'origine.

Diagramme des niveaux sur un circuit muni de répéteurs. — Considérons un circuit muni de répéteurs ayant une impédance à l'origine de 600 ohms et dans lequel une source de pulsation 5 000 (fréquence moyenne de la voix humaine) développe une puissance de 1 milliwatt.

La tension au départ de ce circuit est donc (puisque

$$P = E^2/R = 1 \text{ milliwatt}$$

et que $R = 600$ ohms) $E = \sqrt{10^{-3} \times 6.10^2} = 0{,}8$ volt

environ. Cette tension est par définition ce que l'on convient d'appeler le *niveau zéro* ou *niveau de référence de la tension*.

Le niveau zéro du courant correspondrait, calculé également à partir d'une puissance de un milliwatt dans 600 ohms, à un courant de $1 : 0{,}8 = 1{,}3$ milliampères environ.

Le niveau zéro de la tension E_0 étant ainsi défini, le niveau de la tension en un point quelconque d'un système (constitué par exemple par des répéteurs intercalés entre des sections de câbles pupinisés) est déterminé par le rapport de la tension E en ce point à la valeur de E_0 (niveau zéro). On définit de la même manière le niveau du courant I par rapport au niveau zéro I_0.

Pour déterminer les niveaux on emploie les formules suivantes :

dans le système népérien $\log_e \frac{E_1}{E_0}$ ou $\log_e \frac{I_1}{I_0}$,

Digitized by Google

dans le système décimal $2 \log_{10} \frac{F_1}{E_0}$ ou $2 \log_{10} \frac{I_1}{I_0}$

Si donc nous représentons en abscisses le câble pupinisé avec répéteurs et en ordonnées les niveaux (de la tension par exemple) aux différents points, nous pourrons avoir, par exemple, le diagramme des niveaux ci-après (fig. 2).

Circuit radiotéléphonique. — Nous venons de voir qu'il existe un rapport de tensions (ou comme on dit une différence de niveaux de tensions, bien déterminée entre l'origine et l'extrémité d'un circuit téléphonique suffisamment long, par exemple un circuit en câble pupinisé muni de répéteurs; en d'autres termes la transmission sur une telle ligne est bien déterminée pour chaque fréquence sinusoïdale considérée.

Il n'en est pas de même en général entre les bornes de sortie de la basse fréquence de l'émetteur et les bornes d'entrée de la basse fréquence d'un récepteur dans une liaison radiotéléphonique, notamment à cause de l'évanouissement des signaux (*fading*).

Par conséquent dans un *circuit radiotéléphonique*, c'est-à-dire dans le système constitué par une liaison radiophonique intercalée entre deux circuits métalliques téléphoniques, le diagramme des niveaux serait variable si certaines précautions indiquées ci-après n'étaient pas prises.

La figure 3 montre les niveaux relatifs de l'intensité des ondes de conversation en différents points du circuit lorsqu'un abonné anglais parle avec un abonné américain. Sur ces diagrammes, les lignes en pointillé montrent quel est l'ordre de grandeur des variations du niveau fourni au circuit ou provenant du circuit, en même temps que les variations de la transmission sur la section sans fil. Naturellement les valeurs relatives du niveau dans les deux directions sont essentiellement les mêmes. Les courants de conversation demandent environ 1/15 de seconde pour aller d'une extrémité à l'autre, en traversant tout le circuit. Il est intéressant de remarquer qu'il faut seulement 1/4 de la durée totale de propagation pour parcourir la section sans fil, quoique cette section constitue environ 85 % de la longueur totale du circuit, le reste comprenant les circuits métalliques et les appareils terminaux.

Il est important de remarquer que le rapport du maximum au minimum de l'intensité à l'une des extrémités du circuit peut aller jusqu'à 1 000. Ceci est représenté en (*a*) sur la figure. Cette incertitude est due pour une part aux différentes manières de parler des

Digitized by Google

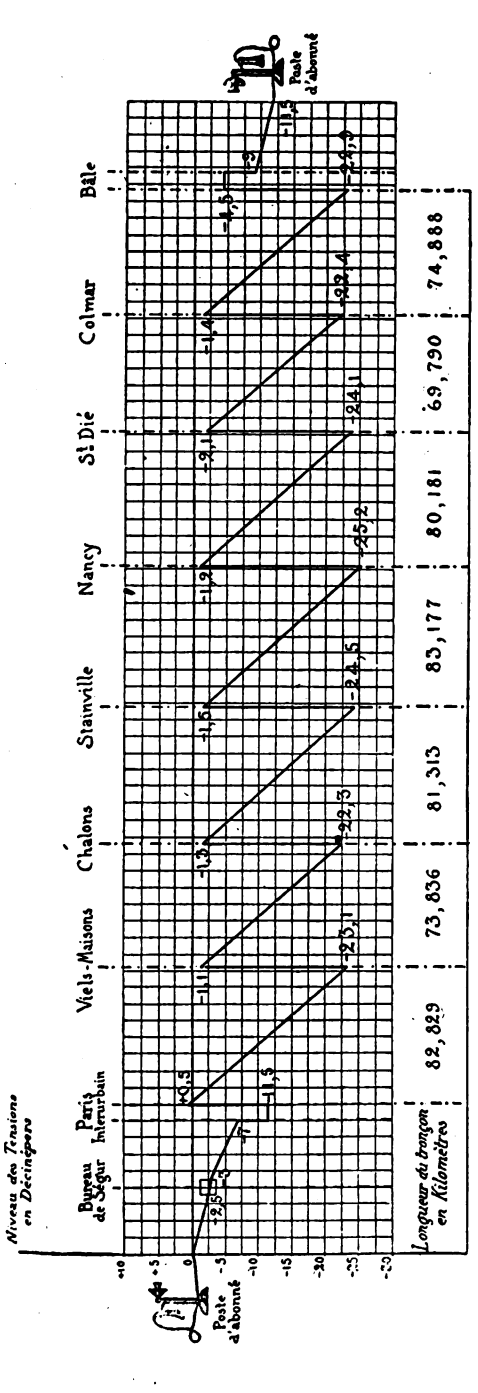


Fig. 2.

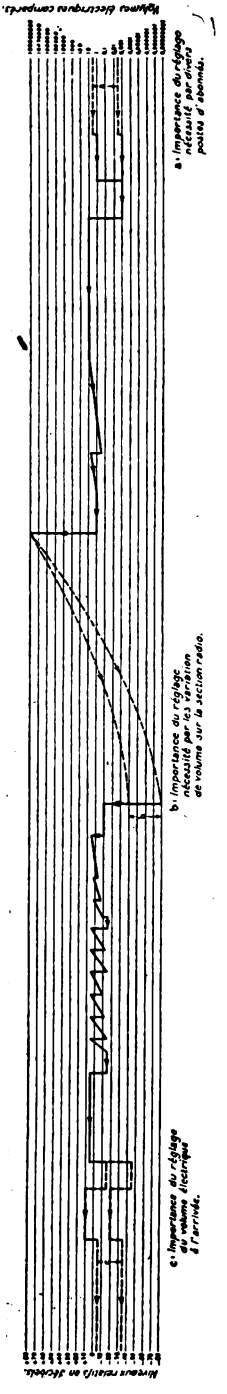


Fig. 3.

Digitized by Google

abonnés, mais aussi à la variation de longueur des lignes qui les relient au circuit transatlantique. L'opérateur technique règle les amplificateurs de telle manière que le niveau à l'entrée du radio-transmetteur ait une valeur déterminée d'avance. L'opérateur technique règle aussi la puissance vocale reçue, de manière à la maintenir dans les limites données en (*c*) pour obtenir le meilleur fonctionnement possible dans des conditions différentes de perturbations atmosphériques et pour différents modes de connexion.

Un fait intéressant à observer ici est que l'énergie acoustique est rendue 100 millions de fois plus grande dans le radio-transmetteur et de 30.000 à 300 millions de fois plus grande dans le radio-récepteur et les amplificateurs qui lui sont associés, suivant l'importance des pertes qui se produisent sur la section radio à un moment quelconque, ainsi qu'on l'indique en (*b*) sur la figure.

En comprenant l'amplification qu'il est nécessaire de réaliser sur les sections radio, l'amplification totale de l'énergie dans chaque direction est de l'ordre de 10^{10}. Quoique en un point déterminé de la liaison transatlantique, par exemple au radio-transmetteur, l'amplification soit plus poussée qu'en n'importe quel point de tout autre circuit téléphonique commercial, l'amplification totale de l'énergie y est moindre que sur l'un des circuits téléphoniques en câble New-York-Saint-Louis par exemple, où elle atteint approximativement 10^{50}.

Si l'on garde présentes à l'esprit les indications ci-dessus, on peut se faire une idée des difficultés qu'il faut vaincre pour faire fonctionner un tel circuit. On peut résumer comme suit les plus importantes d'entre elles :

1° Sur les sections radio, les pertes de transmission dans l'atmosphère varient d'un instant à l'autre d'une manière irrégulière, qui empêche de régler à l'avance ou d'une manière systématique l'amplification, dans les radio-récepteurs, afin de compenser les pertes de transmission.

2° Fréquemment il se produit plus de bruits dans la section radio que sur les circuits métalliques. Ces bruits proviennent principalement des ondes électriques parasites et varient considérablement d'un instant à l'autre.

3° Il tend à se produire dans ce circuit des courants réfléchis intenses (*échos électriques*) beaucoup plus aisément que sur les circuits métalliques ordinaires. Ceci est dû en partie aux méthodes employées pour surmonter les difficultés mentionnées en 1) et 2) et en partie au fait que la radio-transmission s'effectue dans

Digitized by Google

les deux directions avec la même bande de fréquences. On a triomphé de ces difficultés par les moyens suivants :

a) Pour compenser les variations de transmission des sections radio, les opérateurs techniques règlent d'une manière continue l'amplification dans les radio-récepteurs.

b) Pour aider à surmonter l'effet des perturbations sur les sections radio, on procède à des réglages d'amplification sur les sections terrestres de manière à faire travailler le radio-transmetteur à pleine charge. Ceci permet de rayonner toujours à pleine puissance, bien que l'abonné parle plus ou moins fort et quelle que soit la longueur du circuit séparant l'abonné du radio-transmetteur. Par suite on est assuré que l'intensité des courants de conversation transmis par radio est toujours aussi élevée que possible par rapport à celle des bruits perturbateurs à quelques moments que ceux-ci se produisent. Ces réglages sont effectués par des opérateurs techniques d'après les lectures faites sur les « indicateurs de puissance vocale ».

c) Afin de supprimer les effets d'écho, on a imaginé un système de relais commandés à la voix et dont le rôle est d'interrompre, lorsqu'elle ne sert pas, toute voie de transmission qui pourrait s'offrir au retour des courants de conversation vers leur point de départ et donner ainsi naissance à des échos ou à des sifflements dans le circuit.

Il sera peut-être possible de remplacer ultérieurement de tels agents techniques aux jonctions radio-fils par des dispositifs automatiques tels que des amplificateurs à réglage automatique du gain.

En tous cas la transmission sur un circuit radiotéléphonique muni d'agents techniques ou de tels amplificateurs autorégulateurs peut être aussi bien déterminée à chaque fréquence que sur un circuit téléphonique entièrement métallique; un diagramme des niveaux bien défini peut donc représenter cette transmission.

B. — Caractéristique de la voix et de l'oreille et nature du courant téléphonique.

La parole humaine est composée de vibrations de nature plus ou moins compliquée allant des vibrations harmoniques simples ou complexes aux ébranlements apériodiques (fig. 4); les premières ont des composantes dont les fréquences vont de 60 à 6 000 périodes par seconde environ; les secondes, en vertu du théorème de Fourier, peuvent également se décomposer en vibrations simples dont les

Digitized by Google

fréquences s'étendent théoriquement de 0 à $+\infty$ et pratiquement de 30 à 10 000 périodes par seconde.

L'énergie des sons de la parole varie suivant la personne qui parle et la hauteur des sons émis. Des essais ont montré que l'énergie maximum correspond aux composantes voisines de 200 périodes par seconde. L'énergie de la parole est toujours faible; elle correspond pour la parole moyenne à une puissance de 125 ergs par seconde (12,5 milliwatt).

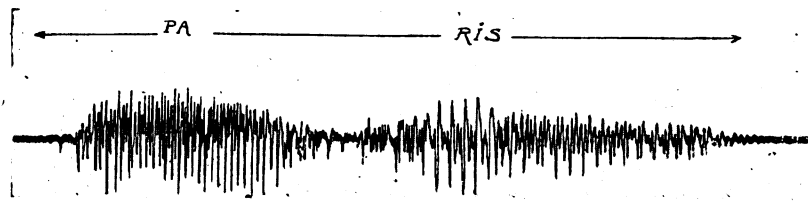


Fig. 4.

La plus grande partie de cette énergie est contenue dans les voyelles (sons soutenus) mais les consonnes (périodes d'établissement et de cessation des voyelles) sont très importantes pour la compréhension de la parole. Les fréquences principales qui composent les voyelles sont comprises entre 200 et 3 000 périodes par seconde, tandis que les fréquences essentielles à la reproduction des consonnes sont très élevées.

Voici d'autre part quelques détails sur le fonctionnement de l'oreille humaine.

C'est un fait bien connu que l'oreille peut entendre certains sons plus aisément que d'autres. Un travail de recherches considérable a été fait dernièrement dans ce domaine par Fletcher, Wegel et d'autres auteurs.

Il existe pour chaque fréquence une pression alternative minimum (généralement mesurée en dynes par centimètre carré) que l'oreille peut tout juste entendre. Quand l'amplitude de la pression croît, c'est-à-dire quand le son devient progressivement plus fort, on atteint une amplitude pour laquelle l'oreille éprouve une sensation physique pénible. Entre ces amplitudes de presssion, l'oreille peut entendre. On peut désigner la courbe définie par les amplitudes minimums d'audibilité sous le nom de *courbe du seuil d'audibilité* et celle qui est définie par les amplitudes minimums de sensation, sous le nom de *courbe du seuil de sensation*. De telles

Digitized by Google

courbes obtenues par Wegel sur une oreille normale sont reproduites figure 5.

On voit que, dans la partie la plus importante de la bande des fréquences vocales, la gamme des variations de pression pour l'audibilité s'étend entre 0,001 dyne et 1 000 dynes par centimètre carré.

A 60 périodes, la limite de sensation pour de fortes vibrations devient difficile à évaluer. Ceci est encore plus marqué à de plus basses fréquences, 20 périodes par exemple, où il suffit d'une faible intensité pour que la limite de sensation soit atteinte; il devient alors dif-

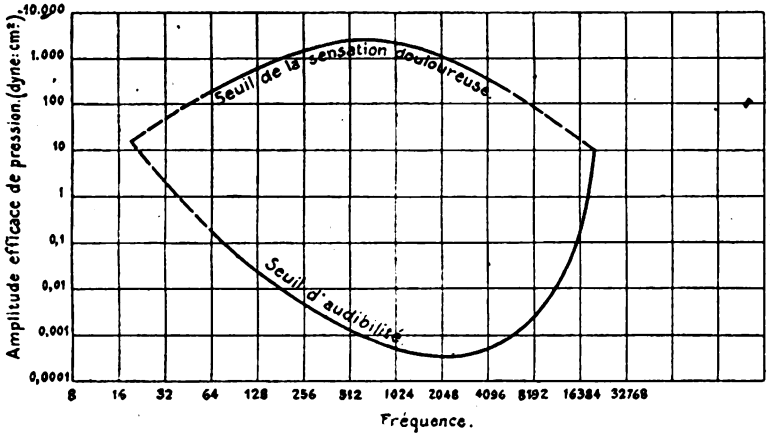


Fig. 5.

ficile de distinguer entre sensation et audibilité. On se trouve dans une condition semblable aux très hautes fréquences.

Pour une fréquence de vibration donnée, il y a, d'après la loi de Weber, un minimum défini d'accroissement de son, qu'une oreille normale puisse déceler. Knudsen trouve que ce minimum est pratiquement constant entre 100 et 4 000 périodes pour une oreille normale de sensibilité moyenne. Cet accroissement minimum est environ la 1/270 partie de l'intervalle compris entre les limites d'audibilité et de sensation d'une oreille normale à 1 000 périodes par seconde. De même, il y a un minimum défini d'accroissement de fréquence que l'oreille normale puisse déceler. Par exemple, Fletcher trouve que le nombre de sons que l'on peut différencier, quant à la hauteur, pour une amplitude de pression de 10 dynes/cm², est d'environ 1 300.

Par conséquent on voit que l'aire d'audibilité délimitée par les

Digitized by Google

deux courbes de la figure 5 peut-être décomposée en petits carrés élémentaires, tous les points d'un de ces carrés représentant des sons qui paraissent identiques à l'oreille quoique étant différents en hauteur ou en intensité, ou pour les deux à la fois. D'après ce mode de raisonnement, on estime qu'il y a environ 300.000 carrés élémentaires et que par conséquent l'oreille peut déceler 300 000 sons purs différents en hauteur et en intensité. Le nombre de sons complexes paraissant différents à l'oreille est probablement beaucoup plus élevé.

Pour déterminer l'importance relative des différentes fréquences dans la voix humaine et pour les recherches similaires, on emploie un système téléphonique (ensemble émetteur, ligne et récepteur) de très haute qualité permettant d'entendre aussi bien que par transmission directe par l'air. Ce système est évidemment très utile pour le travail expérimental, mais il implique l'usage d'appareils très coûteux, tels que microphones à condensateurs, amplificateurs, égaliseurs, et récepteurs fortement amortis, et n'est pas pratique pour un usage commercial. Aussi n'a-t-il été réalisé qu'en très peu d'exemplaires. L'emploi de ce système rend possible, parmi d'autres usages, la détermination de la difficulté relative de transmission différents sons.

On a également fait des recherches au moyen d'un système téléphonique de haute qualité, en vue de déterminer l'importance des différentes bandes de fréquences dans la gamme des fréquences vocales.

Cette détermination a été faite en introduisant des filtres passe-haut, passe-bas ou passe-bande dans le circuit qui, normalement, transmet toutes les fréquences de la voix humaine; la parole reçue est alors constituée par certaines bandes de fréquences déterminées. Cette méthode d'analyse montre deux choses importantes : l'une est que les plus basses fréquences de la parole fournissent la plus grande partie de l'énergie acoustique et l'autre que les plus hautes fréquences sont les plus importantes au point de vue de la netteté (pourcentage des syllabes correctement reçues). On a trouvé que l'énergie moyenne de la parole prononçant des syllabes est réduite de 50 pour cent quand on élimine les fréquences inférieures à 500 périodes, tandis que la netteté n'est réduite que de 2 pour cent. En revanche le fait d'éliminer toutes les fréquences supérieures à 1 500 périodes réduit l'énergie d'environ 10 pour cent, tandis que la netteté est réduite de 35 pour cent. Il est également intéressant d'observer que la netteté pour les syllabes est réduite de la même quan-

Digitized by Google

tité — environ 15 pour cent — quand on supprime les fréquences soit supérieures à 3 000 périodes, soit inférieures à 1 000 périodes. Les courbes de la figure 6 obtenues par Fletcher, donnent l'énergie et la netteté de la parole prononçant des syllabes.

Ces courbes ont été obtenues en introduisant des filtres passe-bas ou passe-haut dans le circuit de haute qualité mentionné précédem-

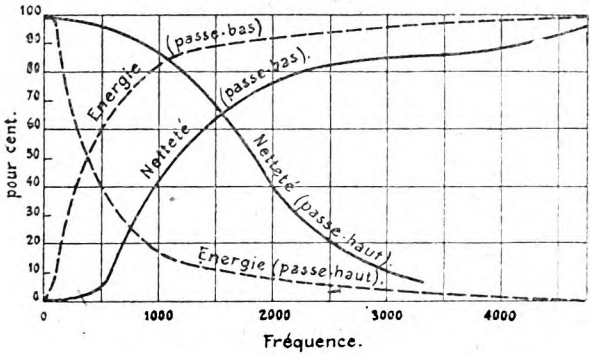


Fig. 6.

ment. Par exemple, le point (2 000,40) indique que si l'on introduit un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure de 2 000 périodes, la netteté est de 40 pour cent, le point (500,60) qu'avec un filtre passe-bas d'une fréquence de coupure de 500 périodes, il reste 60 pour cent de l'énergie.

Pour un système téléphonique donné, en supposant une bonne élocution devant le microphone, il y a une intensité définie de la parole reçue qui donne le maximum d'intelligibilité, toute diminution ou accroissement d'intensité produisant une diminution d'intelligibilité. Cela provient en partie du fait que l'effet produit malgré toutes les précautions prises induits par des actions extérieures provenant soit des circuits téléphoniques ou télégraphiques voisins, soit de sections voisines de lignes de transport de force électrique ou de lignes de traction électrique.

Il faut donc s'assurer que tous les appareils téléphoniques utilisés par les abonnés sont *efficaces*, comme disent les téléphonistes. C'est ce que l'on fait au moyen d'essais comparatifs exécutés à la voix et à l'oreille et que l'on nomme *essais téléphométriques*.

Efficacité absolue d'un récepteur ou d'un transmetteur. — Le microphone étant un transformateur de vibrations acoustiques en

Digitized by Google

vibrations électriques produisant une différence de potentiel sous l'action des ondes de pression qui agissent sur le diaphragme, il est naturel de définir son efficacité absolue pour une fréquence déterminée par un certain nombre N_1 de volts par barie. Le récepteur sera symétriquement caractérisé par un certain nombre N_2 de baries par volt. Des courbes de référence donnant la variation de l'efficacité absolue en fonction de la fréquence serviront à caractériser un microphone ou un récepteur déterminés.

Ces définitions supposent une méthode de mesure pour la détermination des nombres caractéristiques de baries par volt ou de volts par barie. Sans vouloir entrer dans le détail d'opérations techniques délicates, indiquons simplement que, de divers côtés, des essais ont été effectués pour la mise en œuvre d'appareils permettant ces déterminations. Il est possible de citer trois méthodes principales :

1° *La méthode du disque de Rayleigh* : Cette méthode ne mesure pas, en fait, des pressions acoustiques, mais des vitesses de déplacement, d'où il est d'ailleurs possible de remonter aux pressions; cette méthode a été mise en œuvre par les laboratoires de l'Office britannique; elle est d'un emploi délicat, et son application ne peut être envisagée que dans des chambres sourdes et closes où l'atmosphère est parfaitement en repos :

2° *La méthode de Gerlach* : C'est une méthode de compensation qui consiste à faire agir le son produit par le téléphone à mesurer sur une membrane métallique en forme de ruban, normale au sens de propagation des ondes sonores. Cette membrane est placée dans un tube qui simule le conduit auditif d'une oreille artificielle dont elle serait le tympan. Le téléphone est appliqué contre l'orifice extérieur du tube, comme il l'est normalement contre le pavillon de l'oreille. La membrane est d'autre part parcourue par un courant sur l'oreille s'écarte de plus en plus de la proportionnalité à l'impulsion sonore qui la frappe, au fur et à mesure que l'intensité sonore croît. Cependant, la valeur optimum de l'intensité sonore s'accroît si des bruits étrangers d'intensité croissante sont introduits dans le système (bruits parasites, produits par exemple par l'influence d'une ligne d'énergie électrique parallèle à la ligne téléphonique).

Par conséquent, bien qu'une oreille moyenne perçoive des sons dont les fréquences sont comprises entre 20 et 20 000 périodes par seconde, — bien que la parole humaine n'utilise principalement que le domaine de fréquences comprises entre 60 et 6 000 périodes

Digitized by Google

par seconde (certaines composantes supérieures à 6 000 périodes par seconde étant utiles mais non essentielles), — il n'est pas nécessaire pratiquement pour reproduire la parole d'une manière suffisamment intelligible de transmettre toutes les fréquences audibles ni même toutes les fréquences de la voix. Au point de vue commercial, en se bornant à transmettre seulement les fréquences (200 à 3 000) on peut reproduire très convenablement la parole humaine; si l'on veut une reproduction *tout à fait nette* du timbre naturel de la voix, il faut pouvoir transmettre toutes les fréquences *entre* 100 *et* 5 000 *périodes par seconde* (cas des haut-parleurs pour conférences publiques).

Enfin si l'on désire transmettre d'une manière *idéale* par téléphone *non seulement la voix humaine et toutes ses inflexions, mais aussi de la musique d'excellente qualité* (relais des émissions radiophoniques au moyen des fils téléphoniques) il faut pouvoir transmettre toutes les fréquences comprises *entre* 30 *et* 10 000 *périodes* par seconde.

C. — Efficacité et netteté des appareils téléphoniques Téléphonométrie.

En se reportant au diagramme des niveaux de la tension sur un circuit muni de répéteurs on conçoit que, toutes choses égales d'ailleurs, plus la tension aux bornes du microphone de départ est élevée et plus le courant qui circule dans le récepteur à l'arrivée est intense, donc meilleure est l'audition.

D'autre part il faut que, en tout point du système de transmission, les courants de conversation soient toujours à un niveau d'énergie très supérieur à celui des courants perturbateurs qui sont de même fréquence que celui qui alimente le téléphone, mais dont l'intensité et la phase sont réglables.

Enfin, un champ magnétique uniforme, produit par un aimant permanent et parallèle au plan de la membrane, exerce sur cette dernière une force f que l'on peut régler de manière à équilibrer rigoureusement la pression p de l'onde acoustique. La membrane est alors immobile, ce que l'on constate au moyen d'une dérivation acoustique aboutissant en arrière du tympan, dans un espace cor-

Digitized by Google

respondant à l'oreille interne; lors de l'équilibre, cette dérivation ne transmet plus aucun son et on a entre p et f, la relation :

$$p = \frac{f}{S} = \frac{B.I}{S},$$

où B désigne le flux par centimètre carré,

I l'intensité du courant qui traverse le ruban,

S la largeur de ce ruban.

Cela étant, si, dans une chambre de dimensions convenables, on place d'une part le microphone et d'autre part l'appareil précédent, on pourra connaître la pression acoustique agissant sur le microphone. La mesure de la tension électrique aux bornes du microphone permettra d'achever la détermination du rapport :

$$\frac{p_{\text{baries}}}{v_{\text{volts}}}.$$

3° *Méthode du thermophone* : C'est la méthode retenue pour l'étalonnage du Système de Référence. Le thermophone est un appareil destiné à transformer l'énergie électrique en énergie acoustique par l'intermédiaire de l'énergie thermique. Il est essentiellement constitué par une lame d'or extrêmement mince parcourue par un courant alternatif superposé à un courant continu, d'intensité beaucoup plus grande. En raison de son peu d'inertie calorifique, cette lame s'échauffe ou se refroidit par rapport à la température moyenne suivant les alternances du courant et communique ses variations de température à l'atmosphère ambiante, qui, se dilatant et se comprimant périodiquement, entre en vibrations et produit un son. Cet appareil, étant calculable d'avance, permet de produire une onde acoustique de pression connue; si cette onde vient frapper le diaphragme d'un microphone et si la distance entre le thermophone et le microphone est acoustiquement petite afin qu'il n'y ait pas propagation, mais transmission quasi instantanée des ondes de pression, le microphone agira comme un manomètre, et il suffira de mesurer la tension électrique créée entre les bornes du microphone pour pouvoir, comme précédemment, évaluer l'efficacité du microphone par le rapport en baries par volt. En vue de transformer la chambre thermophone-microphone en une véritable chambre de pression, on utilise, comme substratum des ondes sonores, un gaz à faible densité pour lequel la vitesse de propagation est très grande, de telle sorte que, pour les diverses fréquences entrant dans la constitution de la parole et qui sont comprises entr 30 et 10 000 périodes

Digitized by Google

par seconde, le système de couplage n'introduit aucune différence de phase appréciable.

Netteté. — Mais il est une autre notion qui s'est progressivement introduite en téléphonie et qui est d'ailleurs parallèle à la notion d'efficacité (ou de rendement) et qui devait correspondre à la réalisation d'appareils parfaitement adaptés aux besoins de la technique téléphonique à savoir la « *netteté* ». Alors que l'efficacité caractérise le rendement d'un appareil, la netteté sert de définition et de mesure à la qualité de la transformation. Elle indique de quelle manière est altéré le son par les transformations subies au cours des divers stades d'une communication. Il est évident que, pour obtenir une intelligibilité théoriquement parfaite, il faudrait disposer d'appareils ayant un rendement rigoureusement indépendant de la fréquence et de l'amplitude pour les ondes de toutes les fréquences constitutives de la parole. En raison de l'extrême souplesse de l'oreille, il est pratiquement impossible de prédéterminer par un raisonnement purement spéculatif l'effet, sur l'intelligibilité de la parole, d'une déformation quelconque de la parole. Or ces déformations, couramment encore appelées *distorsions* en raison de l'interprétation graphique qu'on leur donne par des diagrammes, sont de deux sortes :

1° distorsion dite « non linéaire » (en fonction de l'intensité).

2° distorsion en fonction de la fréquence.

La distorsion non linéaire (en fonction de l'intensité) est généralement peu importante en raison du soin avec lequel on s'efforce de réaliser des appareils capables de supporter toutes les intensités usuelles de la voix ou de la musique sans être « saturés ». Il n'en est pas de même de la distorsion en fonction de la fréquence, qui est inhérente au mode de fonctionnement même des systèmes émetteurs et récepteurs. Il importe donc de savoir dans quelle mesure cette distorsion réagit sur l'intelligibilité et pour cela de définir et de mesurer l'intelligibilité ou netteté.

La netteté d'une communication est caractérisée par la proportion du nombre de sons correctement reçus au nombre total de sons transmis. Il est bien évident que, pour avoir de la netteté une mesure aussi objective que possible, on ne peut songer à transmettre des phrases, mots ou sons ayant une signification déterminée, car l'intelligence, la faculté divinatrice de l'opérateur interviendraient à la réception d'une telle façon que, pratiquement, aucune conclusion sûre ne pourrait être tirée de ces essais. Il importe donc de

Digitized by Google

choisir systématiquement des combinaisons de sons dépourvus de sens. D'un autre côté, pour que l'opérateur qui écoute puisse transcrire ce qu'il entend, il faut que les sons perçus soient de ceux que l'on rencontre normalement dans le langage parlé. Enfin il est nécessaire que les consonances transmises aient une relation définie avec la trame phonétique du langage courant, c'est-à-dire que l'ensemble de ces consonances représente ce que l'on peut appeler une moyenne du langage courant. La figure 4, qui donne une représentation oscillographique du mot « Paris », permet de se rendre compte de la nature et de la composition de la voix et de la complexité des fréquences en lesquelles il est possible de la décomposer.

Une des méthodes les plus recommandables pour effectuer les essais de netteté est la suivante :

On convient d'appeler *logatome* (étymologie : *logos*, discours. *atome*, élément indivisible) un ensemble de consonnes et de voyelles constituant une émission vocale élémentaire, c'est-à-dire le plus petit tronçon possible d'une conversation.

Afin d'éviter les inconvénients résultant de l'emploi dans les essais de netteté d'un nombre restreint de logatomes sous formes de listes systématiques établies une fois pour toutes (les opérateurs se rappelant certaines séquences de logatomes après une certaine pratique), on a établi un recueil de très nombreux logatomes.

Dans un but de simplification et aussi d'unification internationale, les logatomes de ce recueil sont composés de groupes « consonne-voyelle-consonne » et aussi de certains groupes consonance-voyelle-consonance » en désignant par *consonance* un groupe de 2 ou 3 consonnes telles que l'ensemble du logatome qui les contient puisse se prononcer en une seule émission de voix. On s'est basé sur les différents sons existant dans les diverses langues parlées, à l'exception de ceux qui ne peuvent être prononcés facilement par tout le monde.

Ces logatomes sont inscrits sous forme de cartes individuelles — chaque carte ne comprenant qu'un logatome et chaque pays utilisant l'orthographe à laquelle les habitants de ce pays sont habitués pour inscrire la prononciation figurée du logatome considéré dans cette orthographe.

Pour procéder à un essai de netteté, par exemple sur un appareil en local, on constitue par tirage au sort des séquences de 50 cartes; on range ces 50 cartes dans l'ordre du tirage au sort dans un classeur de fiches d'un modèle approprié. L'opérateur qui parle prend ces cartes l'une après l'autre, les dicte à travers le système à essayer

Digitized by Google

et les range en respectant l'ordre d'énonciation dans un autre classeur de même modèle.

Les logatomes successifs doivent être énoncés d'une manière uniforme et avec une cadence déterminée par exemple un logatome toutes les trois secondes. On peut utiliser à cet effet un métronome ou une lampe à éclats. Une autre méthode d'énonciation qui est également employée consiste à annoncer chaque logatome par une phrase convenue.

L'opérateur qui écoute inscrit les logatomes transmis tels qu'il les perçoit à l'extrémité du système essayé.

Lorsque la dictée est finie, une troisième personne compare la liste reçue au jeu des cartes transmises et note la proportion d'erreurs *phonétiques*.

Etant donné que les résultats des essais dépendent non seulement des opérateurs qui écoutent, mais aussi de celui qui parle, il y a lieu de permuter les opérateurs qui parlent et qui écoutent (par permutation circulaire par exemple).

Comme d'autre part, il est fatiguant d'écouter et de transcrire plus de 50 logatomes, chaque essai individuel consiste en 50 logatomes.

En considérant les écarts par rapport à la moyenne des résultats obtenus dans les divers essais d'une même série d'essais, on peut calculer l'écart quadratique moyen de cette série par la formule $\sqrt{\frac{\Sigma d^2}{n}}$, n étant le nombre des essais de la série et d désignant les divers écarts par rapport à la moyenne des résultats obtenus dans les différents essais individuels.

La série d'essais effectuée sur un même appareil pour obtenir une valeur déterminée de la netteté de cet appareil doit comprendre un nombre suffisant d'essais individuels pour que l'écart moyen quadratique ainsi calculé soit suffisamment petit.

Audiométrie. — Il est essentiel que les opérateurs constituant une équipe de mesures téléphonométriques ou de mesures de netteté, soient au préalable soumis à un examen *audiométrique* et *vocal*.

Une méthode simple de procéder à cet examen consiste à utiliser un système téléphonique artificiel comportant un affaiblissement réglable et un indicateur de puissance vocale permettant de vérifier que l'opérateur qui parle conserve une intensité de voix normale. L'affaiblissement maximum, au-dessus duquel on cesse d'entendre

Digitized by Google

mesure la valeur *audiométrique* de l'opérateur *essayé* si celui-ci écoute ou la valeur *vocale* de l'opérateur essayé si celui-ci parle.

Divers auteurs ont exposé d'autre part des méthodes qui permettraient de définir également un *coefficient de pratique expérimentale* pour chaque équipe d'opérateurs à une époque déterminée. En affectant de ces coefficients les résultats de mesures obtenus par diverses équipes, on obtiendrait des chiffres comparables entre eux, quel que soit leur pays d'origine; mais cette question est encore à l'étude.

Système de référence pour la transmission téléphonique. — Pour s'assurer que l'efficacité des appareils téléphoniques d'abonnés utilisés dans l'exploitation téléphonique commerciale est satisfaisante, il faut avons-nous dit comparer ces appareils directement ou indirectement à un *étalon prototype* présentant une netteté parfaite et dont l'efficacité absolue peut être mesurée avec précision au moyen d'une des méthodes indiquées ci-dessus.

On utilise comme étalon prototype un groupe d'appareils appelé *Système fondamental de Référence pour la transmission téléphonique.*

Ce système comprend trois parties essentielles :
l'émetteur (microphone),
la ligne artificielle,
le récepteur.

1. *Le microphone.* — Le microphone est constitué par un condensateur, dont la première électrode est une mince feuille d'acier très fortement tendue à très faible distance d'un bloc d'acier qui joue le rôle de deuxième électrode. La mince pellicule gazeuse existant entre les deux électrodes amortit les vibrations du diaphragme et rend la sensibilité de l'appareil beaucoup plus indépendante de la fréquence. Une batterie fixe est placée en série avec le microphone et avec une résistance R de plusieurs mégohms. Les variations de la capacité du condensateur sous l'action des vibrations du diaphragme produisent, aux bornes de la résistance R, une tension alternative directement en rapport avec la pression de l'onde acoustique initiale. Cette tension est amplifiée par un premier dispositif à lampes électroniques, associées avec un réseau électrique de contre-distorsion dont le but est de compenser les imperfections de la courbe caractéristique du microphone. Un réseau de résistances et de capacités formant filtre est en outre interposé entre la batterie

Digitized by Google

de polarisation et le microphone, afin d'éliminer les bruits parasites qui pourraient provenir de cette batterie.

2. *La ligne artificielle.* — La ligne artificielle d'affaiblissement, d'une impédance caractéristique de 600 ohms, qui vient ensuite, est variable et peut servir, comme dans les installations actuelles de téléphonométrie, à assurer l'égalité des équivalents de transmission, ou des efficacités de tout ou partie du Système de Référence et de tous les ensembles ou éléments qui doivent lui être comparés. Elle est graduée en unités d'affaiblissement qui, comme dans le cas de la téléphonométrie actuelle, pourront servir à exprimer de combien les systèmes émetteurs ou récepteurs seront inférieurs ou supérieurs aux éléments correspondants de référence. Toutefois, en pratique, cette ligne est fixe et son rôle consiste principalement à séparer électriquement le système récepteur du système émetteur et à réduire à une valeur convenable la grandeur de la tension qui est appliquée aux bornes du système récepteur. L'équilibre téléphonométrique est de préférence obtenu au moyen d'une ligne artificielle supplémentaire directement commandée par l'opérateur qui écoute.

3. *Le système récepteur.* — Le système récepteur comprend un amplificateur et un téléphone. Ce téléphone, qui était primitivement assez semblable aux appareils Bell commerciaux, avec toutefois un amortissement spécialement étudié, a été sensiblement modifié. Dans son état actuel, il se présente encore sous la forme d'un récepteur à aimant permanent, mais muni d'une bobine mobile solidaire du diaphragme, auquel elle communique directement les efforts mécaniques dus à l'action mutuelle des courants alternatifs qui la traversent et du champ constant de l'aimant. La distorsion résiduelle est ainsi extrêmement faible et la ligne artificielle de correction qui avait été primitivement associée au système récepteur à pu être complètement supprimée.

Des essais effectués, tant en Amérique qu'en France, lorsque les premiers modèles de ce système y ont été exposés, ont fait ressortir une très grande pureté de transmission (netteté voisine de 100) et ont montré que la constance des principaux éléments entrant dans la constitution de l'appareil de références était de l'ordre de 1 à 2 %; c'est dire que les variations seront toujours très inférieures aux différences qu'il sera possible et utile de constater entre les appareils qui sont comparés à ce système fondamental.

Il existe deux « systèmes fondamentaux » identiques conservés, l'un en Amérique et l'autre en Europe. On échange régulièrement

Digitized by Google

les courbes caractéristiques de leurs microphones et de leurs récepteurs pour s'assurer que ces systèmes restent toujours identiques l'un à l'autre. Ces courbes caractéristiques portent en abscisses les fréquences et en ordonnées les valeurs correspondantes (exprimées en décibels du rapport baries/volts pour le récepteur et volts/baries pour le microphone. (Voir les tableaux mis en annexe).

Chaque administration ou compagnie exploitant le service téléphonique dans un pays quelconque établit un système dit « étalon de travail » constitué également par un émetteur, une ligne artificielle et un récepteur. Cet étalon de travail est mesuré téléphonométriquement par comparaison avec le système fondamental de référence; il sert ensuite à cette administration ou compagnie à effectuer la mesure téléphonométrique de l'efficacité relative des divers appareils téléphoniques d'abonnés utilisés sur son territoire.

NOTE. — Parmi les nombreux articles traitant du sujet de cette communication nous devons signaler particulièrement les deux suivants :

S. B. Wright et H. C. Silent. Le circuit téléphonique New-York-Londres. — *Bell System Technical Journal*, 1927, pp. 736-749.

P. Chavasse. — Le système fondamental de référence pour la transmission téléphonique. — *Annales des P. T. T.*, 1928, pp. 928-940,
dont certaines parties sont reproduites dans le texte précédent.

Les résultats officiels des études faites par les diverses administrations de l'Etat et les compagnies exploitantes, ainsi que la bibliographie complète concernant ces questions, se trouvent dans les comptes-rendus des assemblées plénières annuelles du Comité Consultatif International des Communications téléphoniques à grande distance (publiés par le Secrétariat Général du C. C. I., 23, avenue de Messine).

Ph. le Corbeiller et G. Valensi

Digitized by Google

ANNEXE

TABLEAU I

COURBE CARACTÉRISTIQUE DU SYSTÈME ÉMETTEUR

du Système fondamental de référence pour la transmission téléphonique.

Fréquence	Volts/Barye	Décibels	Fréquence	Volts/Barye	Décibels
100	.0272	— 31.3	1800	0263	— 31.6
200	.0272	— 31 3	2100	.0269	— 31 4
300	0260	— 31.7	2400	0269	— 31.4
400	0257	— 31.8	2700	.0275	— 31.2
500	0253	— 31.9	3000	.0284	— 30.9
600	.0253	— 31 9	3300	.0294	— 30.6
700	0253	— 31 9	3600	0305	— 30.3
800	0253	— 31 9	4000	.0323	— 29.8
900	0257	— 31 8	5000	.0337	— 29.4
1000	.0257	— 31 8	6000	.0309	— 30.2
1100	.0257	— 31 8	7000	.0229	— 32 8
1200	.0257	— 31.8	8000	.0165	— 35.7
1300	0260	— 31 7	9000	.0121	— 38 4
1500	.0263	— 31 6	10000	0092	— 40.7

Décibels par rapport à 1 volt barye.

Intervalle de fréquences	Valeur moyenne en volts par barye	Valeur moyenne en décibels
500-2500 périodes par seconde	0259	— 31 7
200-3600 périodes par seconde	02656	— 21.5

TABLEAU II

COURBE CARACTÉRISTIQUE DU SYSTÈME RÉCEPTEUR

du Système fondamental de référence pour la transmission téléphonique.

Frequence	Baryes/Volt	Décibels	Fréquence	Baryes Volt	Décibels
100	16.4	24.3	3000	13.3	2?.5
200	17.4	24.8	3300	2.3	21.8
300	17.6	24 9	3600	11.1	20.9
400	17.2	24.7	4000	10.5	20.4
500	17.0	24.6	5000	12.3	21.8
600	16.8	24.5	6000	17 2	24 7
700	16.8	24.5	7000	14.5	23 2
800	16.8	24 5	8000	14.5	33.2
900	16 8	24.5	9000	14.5	23.2
1000	17.0	24.6	10000	10.9	20.7
1100	17 0	24.6			
1200	17.2	24 7			
1300	17.2	24.7			
1500	17.2	24.7			
1800	17.6	24.9			
2100	17.8	25.0			
2400	16.2	24.2			
2700	14.7	23.3			

Décibels par rapport à 1 barye/volt

Intervalle de fréquences	Valeur moyenne en baryes/volt	Valeur moyenne en décibels
500-2500 périodes par seconde.	17.03	24.6
200-3600 périodes par seconde.	16 28	24.2

Digitized by Google

CARTES DE PROPAGATION D'ONDES COURTES

par Robert **BUREAU**

(*Suite et fin*) (1).

F. *Variations d'un jour à l'autre. Influence de la situation météorologique* (figures 18, 19, 20, 21). — Je dois me limiter à donner un

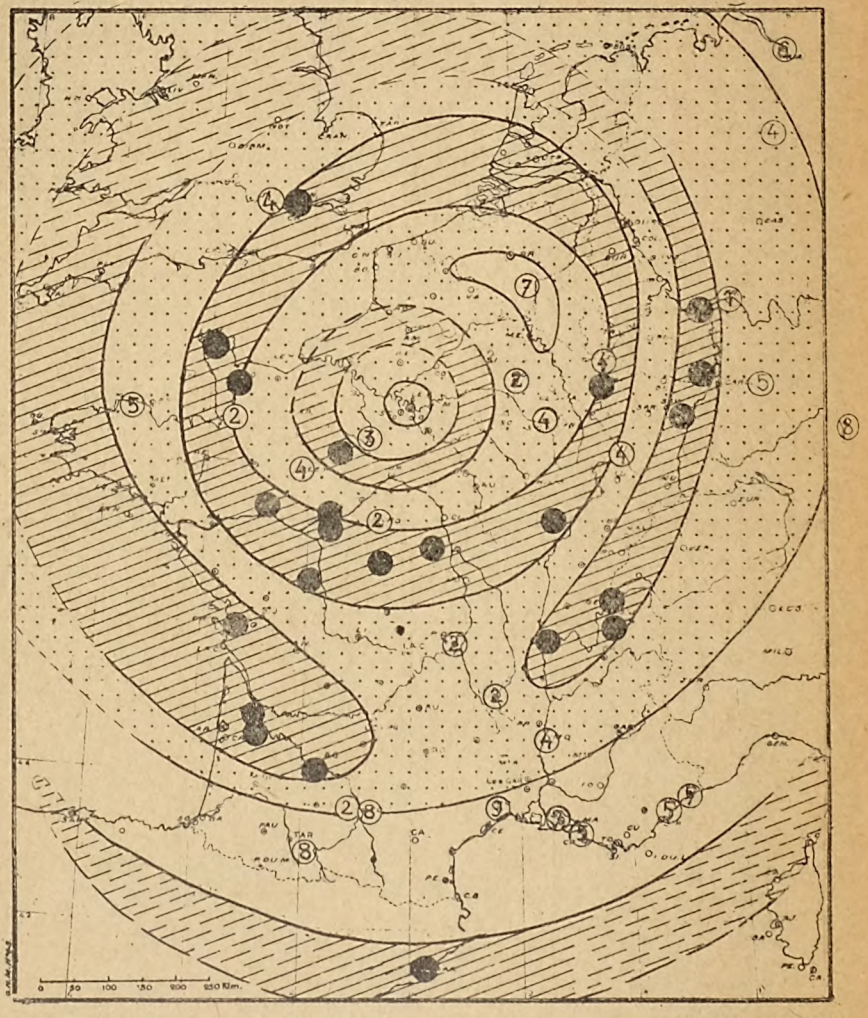


Fig. 18. — 14 novembre 1929, 15 h. 40 f = 12 500 Kc/s (24 mètres) intensités dans l'échelle 0 à 9. Un cercle noir signifie pas entendu ; les zones de silence sont hachurées.

(1) Voir *Onde Electrique*, mars 1930, p. p. 93-114.

Digitized by Google

exemple de ces variations. Les figures 18 à 21 représentent les cartes de 15 h. 40 les 14 et 16 novembre et les 12 et 14 décembre. Les zones de silence sont plus étendues en décembre qu'en novembre. D'un jour au surlendemain elles ont de plus subi des modifications.

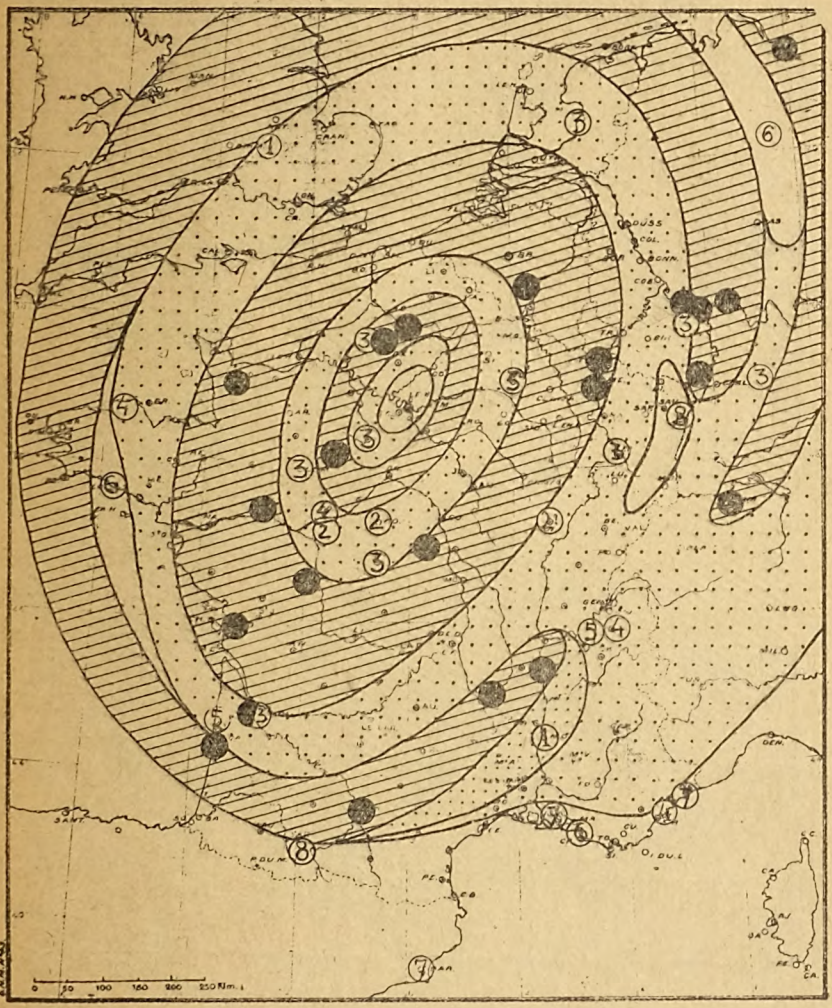


Fig. 19. — La même le 16 novembre 1929.

Mais le sens de ces modifications peut varier avec la fréquence de l'onde et avec la distance au porte émetteur. Il ne faut donc point se hâter de conclure quand on compare la situation météorologique aux caractères de la propagation en un point et à une heure déterminée. Une zone de silence qui s'étend, mais au milieu de laquelle

Digitized by Google

se creuse une zone d'audition intérieure, améliore ici la propagation, la rend mauvaise ailleurs.

Pour recueillir des indications sérieuses sur les rapports de l'at-

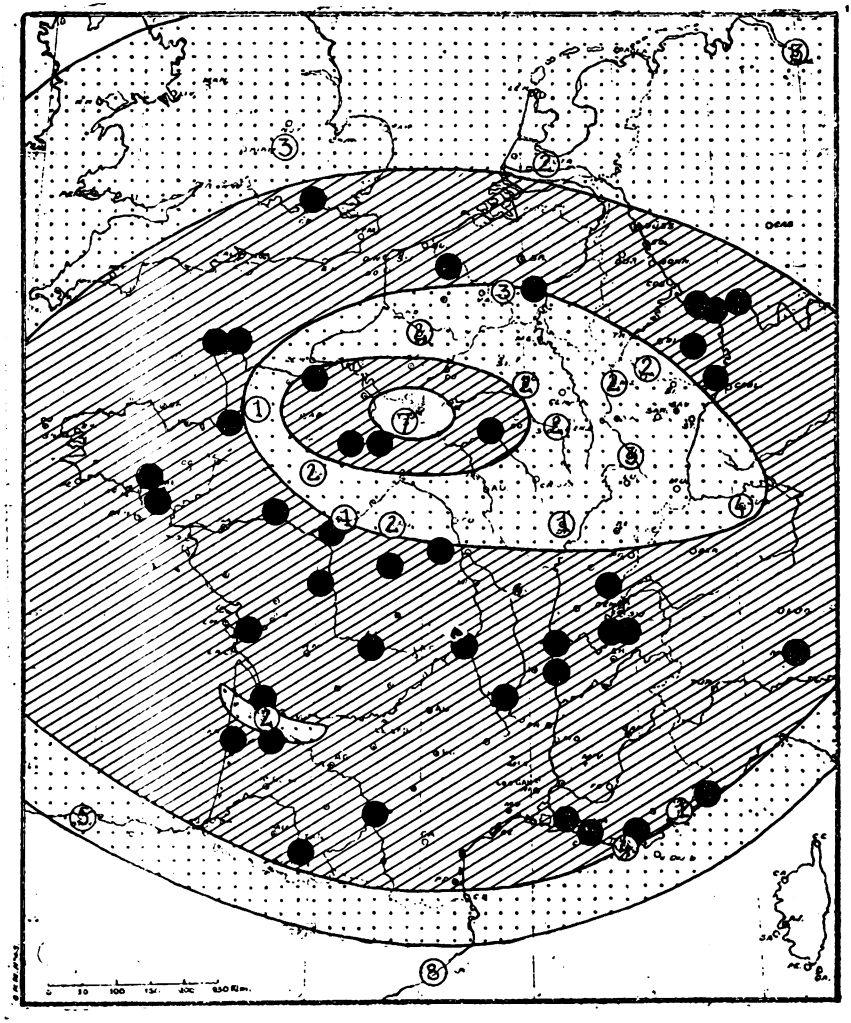


Fig. 20. — La même le 12 décembre 1929.

mosphère et de la propagation, il faut étudier les cas d'une grande netteté tels que aux mois de décembre 1928 que j'ai déjà signalés (*La Météorologie*, loc. cit.) et dans lesquels toute une région se trouve affectée pendant toute une soirée, sur toutes les ondes et sur toutes les puissances, par une même anomalie. J'ai montré que dans les cas précités les anomalies de la propagation coincidaient

Digitized by Google

avec la présence d'un front chaud accusé et qu'il y avait là un argument très puissant en faveur d'une liaison étroite entre les phénomènes de la troposphère ($H < 10$ km) et ceux de « l'ionosphère » ($H > 80$ km) (nom suggestif donné par Watson Watt aux couches ionisées).

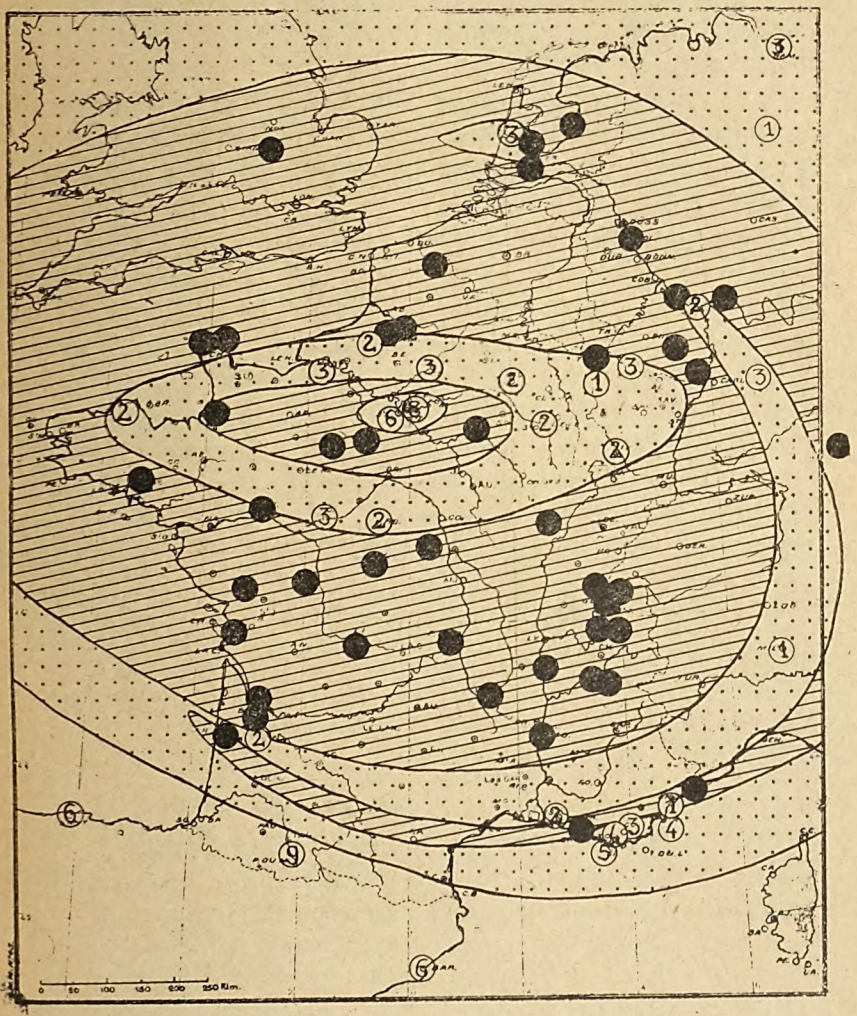


Fig. 21. — La même le 14 décembre 1929.

Si l'action de l'atmosphère sur la propagation des ondes n'entraînait que des variations de portée ou d'intensité de réception, il serait encore possible d'admettre que cet action s'exerce à basse

Digitized by Google

altitude, c'est-à-dire dans la troposphère ou tout au plus dans la partie inférieure de la stratosphère. Dans le double exemple cité, il n'en est pas ainsi. Les fronts chauds sont en liaison étroite avec les anomalies positives des zones de silence. Or, ces zones sont dues à l'action des couches ionisées qui ne renvoient qu'au delà de certaines distances les ondes reçues de l'émetteur. Là où l'onde ne revient pas normalement, c'est-à-dire dans la zone de silence, les masses d'air de la troposphère ne sauraient renforcer cette onde inexistante.

On se trouve ainsi amené à admettre que certains phénomènes de la troposphère retentissent jusqu'à 100 kilomètres d'altitude et peut-être davantage. Il faut rapprocher de cette conclusion les faits suivants :

a) Dobson et ses collaborateurs (1) signalent que l'épaisseur de l'ozone atmosphérique varie avec la situation météorologique, qu'elle augmente avec les invasions polaires et qu'elle diminue avec l'arrivée de masses d'air tropical. Comme la couche d'ozone se trouve à environ 50 km d'altitude, il y a là aussi l'indication d'une dépendance entre la troposphère et les couches très élevées.

b) En Allemagne, l'observatoire aéronautique de Lindenberg a, fait de nombreuses expériences sur la propagation des ondes sonores émises par des explosions. M. Hergesell, le directeur de cet observatoire, et ses collaborateurs MM. Duckert et Keil ont bien voulu me signaler à quel point ils ont été frappés de la ressemblance des cartes de propagation radioélectrique que je leur avais montrées avec les cartes de propagation des ondes sonores. Comme me l'écrivait encore récemment le Dr. Keil « il en résulte que les ondes électriques doivent être influencées par l'atmosphère de la même manière que les ondes explosives (2) ».

4. *L'exploration de la très haute atmosphère* (*stratosphère-ionosphère*). — Toutes les cartes de propagation ainsi construites à l'aide d'observations faites au sol sont en réalité des images des phénomènes qui ont pour théâtre l'atmosphère jusqu'ici inaccessible à

---

(1) G. M. B. Dobson, D. N. Harrisson, J. Lawrence : *Proc. Roy. Soc.* Série A. Vol. 122, 1929, p. 456.

(2) A la Conférence météorologique internationale de Copenhague, en septembre 1929, j'ai proposé que les deux sortes de recherches donnent lieu à des expériences simultanées. Voir Procès-Verbaux des séances de la Conférence internationale des Directeurs, à Copenhague. Publication n° 3 au Secrétariat du Comité Météorologique international, Utrecht 1929, p. 80.

Digitized by Google

l'exploration directe et qui s'étend de 30 km à plusieurs centaines de km d'altitude. Les déformations subies par ces cartes dans le temps sont une image de déformations simultanées de la très haute atmosphère. Les déformations subies par ces mêmes cartes le long de la gamme des fréquences (compte tenu de la variation normale le long de cette gamme) sont l'image de déformations de la haute atmosphère suivant la verticale à un instant déterminé. La construction de cartes de propagation au sol ne nous mettra-t-elle pas sur la voie de la construction de cartes de l'atmosphère aux niveaux de l'ionosphère ? Ceci ne paraît pas impossible et voici pourquoi :

Considérons tout d'abord le cas d'une zone de silence unique et de sa frontière extérieure. Quelle que soit la théorie admise pour en expliquer l'existence, il faut admettre la réalisation de certaines conditions physiques ou électriques critiques sur une portion du cylindre vertical dont la directrice sur le sol est la courbe qui est à mi-chemin de l'émetteur et de la frontière extérieure de la zone de silence. Ces conditions critiques sont les mêmes chaque fois que la distance du point de la directrice à l'émetteur sera la même. Imaginons maintenant qu'au même moment et sur la même longueur d'onde (ou à peu près) nous reconstruisions les cartes relatives à plusieurs émetteurs et que nous paissions pour chacune d'elles considérer une zone de silence unique. Nous pourrons tracer plusieurs directrices analogues à la précédente et sur chacune d'elles nous connaîtrons une valeur (relative) d'un des éléments de l'ionosphère. Quel est cet élément, peu importe, pour le moment, (appelons le par exemple hauteur de la couche équivalente); ce qui est important c'est que nous ayons ainsi le moyen de commencer à tracer des courbes le long desquelles il est le même. Et qu'est-ce sinon tracer une carte de l'ionosphère? Avec plusieurs ondes nous tracerons plusieurs cartes à différentes hauteurs — hauteur étant ici conçu dans un sens généralisé.

Un tel travail ne serait pas sans utilité même s'il ne portait que sur des éléments fictifs (ou « équivalents »). Ceci n'est pas une tare. La « température potentielle » n'est-elle pas bien souvent en météorologie plus intéressante que la « température réelle » ? La transformation des cartes relatives à ces éléments de l'ionosphère pourrait être comparée à la transformation d'autres cartes relatives à d'autres phénomènes de l'atmosphère ou du ciel. Ceci pour le point de vue du géophysicien. L'ingénieur radio ne saurait

Digitized by Google

non plus s'en désintéresser. Car, s'il possédait de telles cartes de l'ionosphère, il pourrait les utiliser de suite pour en déduire la possibilité de telle ou telle liaison par T. S. F. Ces isoplèthes d'un élément inconnu permettraient ainsi à la fois de pousser plus loin nos recherches sur les phénomènes de l'atmosphère et de rendre plus aisée la prévision des qualités d'une liaison radio déterminée.

Mais un obstacle se dresse dès le début devant une telle entreprise, c'est la multiplicité des anneaux de silence. Comment le franchir?

Il n'est pas sans intérêt, avant de s'y hasarder, de chercher à projeter un peu de lumière sur la cause des anneaux multiples, des zones d'audition intérieure, des formes en croissants etc... Dans le travail déjà cité. (*La Météorologie* loc. cit.), j'ai proposé à nouveau, comme cause de toutes ces formes de zones silence, l'action simultanée de deux couches ionisées et j'ai donné une rapide explication

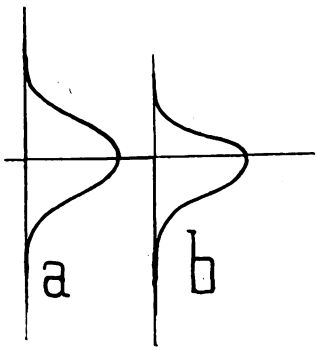


Fig. 22. — Distributions possibles de l'ionisation à travers les couches ionisées.

du mécanisme possible de la propagation. Il me faut y revenir et apporter quelques précisions nouvelles.

Sans prendre d'ailleurs aucune position définitive quant aux diverses théories, je me placerai, pour fixer le raisonnement, dans le cas de la théorie de la réfraction ionique de Eccles et Larmor. L'angle de réfraction dépend alors de la variation de l'ionisation suivant la verticale. Une couche ionisée est une couche dans laquelle le nombre d'ions par cm^3 passe par un maximum. Si nous supposons l'existence de deux couches, la répartition de la densité ionique suivant la verticale se rapprochera de l'une de celles indiquées dans la figure 22. Dans la figure 22 *a*, les courbes sont symé-

Digitized by Google

triques par rapport à l'horizontale du maximum d'ionisation. Dans la figure 22 *b*, elles sont dissymétriques. Si cette dissymétrie est telle que la variation est plus rapide au dessus qu'au dessous de la couche, l'angle d'incidence en dessous duquel un rayon traversera la couche sera plus grand pour une traversée du bas vers le haut que du haut vers le bas. Un rayon peut donc pénétrer entre les deux couches et s'y offrir un certain nombre de rebondissements successifs avant de retrouver des conditions lui permettant de revenir au sol. Dans ce processus, l'emplacement successif des anneaux d'audition et de silence ne dépend que de l'altitude des couches et non point de la forme des courbes de densité ionique suivant la verticale (altitude de la couche, c'est-à-dire ici altitude à laquelle un rayon d'une fréquence donnée devient horizontal pour le plus petit angle d'incidence possible. Une altitude n'est donc valable que pour une fréquence). Par contre l'existence ou l'absence de certains anneaux dépend de cette courbe de densité ionique.

Je dois noter en passant que l'existence de deux couches permet de fournir une explication de certains phénomèns de propagation tels que la vitesse apparente trop faible des ondes radio électriques, l'irréversibilité de certaines liaisons (A entend B quand B n'entend pas A. S'il y avait une seule couche, la réflexion — ou réfraction — se ferait au même point et dans les mêmes conditions; s'il y a deux couches il n'y a réversibilité pour traverser la première couche que si les gradients d'ionisation sont symétriques au-dessus et au-dessous, ce qui n'a aucune raison d'être vrai en général.

Ce qui importe surtout c'est le fait que ces deux couches permettent de donner une explication de la forme des cartes de propagation révélée par l'expérience (1).

5. *Remerciements.* — Je dois à nouveau exprimer ma vive gratitude à tous ceux qui ont rendu ce travail possible aux établissements Radio LL qui ont assuré les émissions, à tous les collaborateurs qui en France et à l'étranger ont bien voulu s'astreindre à l'effort fastidieux d'une écoute parfois vaine, vaine en apparence pour l'observateur isolé plongé dans une zone de silence, à tous les directeurs de services radiotélégraphiques, à tous les directeurs de services météorologiques qui ont fait suivre les émissions par les postes récepteurs placés sous leurs ordres. On trouvera ci-après la liste des

(1) Je pense qu'il est inutile de montrer que les réflexions successives sur le sol ne peuvent pas expliquer les phénomènes signalés.

Digitized by Google

personnes et des services qui ont collaboré aux écoutes des séries d'où sont tirées les cartes publiées dans ce travail. Depuis, de nouveaux collaborateurs sont venus grossir les rangs des premiers. Chaque série nouvelle en amène un contingent nouveau.

Nous sommes cependant encore bien loin de l'armée d'écouteurs qui permettra de connaître les aspects de la propagation à la surface du globe. Il faut donc sans relâche recruter de nouveaux collaborateurs. Il faut que chacun fasse de la propagande pour en accroître le nombre.

J'estimerai avoir atteint mon but, si, par cet article, j'ai montré que la méthode suivie est riche de promesses, si j'ai amené un grand nombre de personnes à avoir foi en elle, et si j'ai ainsi contribué à accroître le nombre de ceux qui, en donnant leur concours par une écoute assidue, contribuent à rendre cette méthode fertile en résultats.

R. Bureau.

Erratum. — Dans la première partie de cet article, n° de mars, page 113, la figure 17 a été par erreur mise à l'envers.

Digitized by Google

Liste des Collaborateurs ayant participé aux essais sur Ondes Courtes de l'Office National Météorologique en juillet, novembre et décembre 1929 (1).

1° Services officiels français.

a) 21 STATIONS ET POSTES METEOROLOGIQUES DE L'O. N. M.

Angers (j. n. d.), Avord (n. d.), Cazaux (n. d.), Chartres (j. n. d.), Châteauroux (n. d.), Clermont-Ferrand (j. n. d.), Compiègne (d.), Epinal (j. n. d.), Istres (j. n. d.), Le Puy (j. n. d.), Mayence (j. n. d.), Montélimar (j. n. d.), Mont-Valérien (j. n. d.), Mourmelon (j. n. d.), Romilly (d.), Romorantin (j. n. d.), Saint-Cyr (j. n. d.), Thionville (j. n. d.), Tours (j. n. d.), Tunis (el Aouina) (j. n. d.), Rabat (j. n. d.).

b) 3 POSTES DE T. S. F. D'AERODROMES

Alger (l'Arba) (n. d.), Tunis (Carthage) (n.), Brest-Aviation (j.).

c) 33 POSTES DE T. S. F. MILITAIRES

Amiens (j. n. d.), Dijon (j. n. d.), Le Mans (j. n. d.), Lyon (j. n. d.), Marseille (j. n. d.), Metz (j. n. d.), Nogent-le-Rotrou (j. n. d.), Toulouse (j. n. d.), Tours (j. n. d.), Strasbourg (j. n.), en France. Mayence (j. n. d.), Coblence (j.), Düren (j.), Kaiserslautern (n. d.), Landau (j. n. d.), Monbach (j.), Trèves (j. n. d.), en Rhénanie. Alger (j. n. d.), Fort Flatters (d.), Insalah (n. d.), Menouarar (j.), Meridja (j.), Ouargla (j. n.), Taghit (j.), en Algérie. Tunis (n. d.), Gabès (n. d.), Medenine (d.), en Tunisie. Casablanca (n. d.), Gourrama (n. d.), Boudenib (n. d.), Bou Anane (n. d.), Rich (n. d.), au Maroc.

d) 9 POSTES DE T. S. F. DE LA MARINE

Cherbourg (n. d.), Lorient (j. n.), Rochefort (n. d.), Toulon (d.), Bizerte (Sidi Abdallah) (j.), Porte-Avions Béarn (j. d. à Toulon, n. à Madère et aux Açores), Croiseur Duquesne (j. en Méditerranée), Croiseur Edgar Quinet (j. à Brest, n. à Constantinople, d. à Toulon), Aviso Ville d'Ys (d. à Cherbourg).

e) 1 OBSERVATOIRE DE PHYSIQUE DU GLOBE

Bagnères-de-Bigorre (j. n. d.).

2° 79 Amateurs.

a) EN FRANCE

MM. Adam, à Briare (j.) ; Andréa, à Grenoble (d.) ; Andrieu, à Albi (d.) ; Baget, à Mulhouse (j. l.) ; Bordin, à Strasbourg (j.) ; Bellancourt, à Poix-de-la-Somme (j. n. d.) ; Bonnal, à Ermont (d.) ; Boucharlat, à Grenoble ; Bravais, à Rouen (n. d.) ; Cabiran, à bord de la Divatte (j., au large du Finistère) ; Camoix, à Saint-Philibert de Grandlieu (d.) ; Chardin, à Montfort-sur-Risle (d.) ; Commines de Marsilly (n. d.), à Saint-Lô ; Delahaye, à Lille (d.) ; Coutet, à Lyon (d.) ; Croissant, à Mulhouse (j.) ; Abbé Delaunay, à Beaupréau (d.) ; Delaye (j. à Gagny, n. d. à Paris) ; Abbé L. Denis, à Blangy-le-Château (d.) ; Denis, à Morteaux Coulibeuf (j. n. d.) ; Dericquebourg, à Port-Navalo (d.) ;

(1) Les lettres placées à la suite de chaque nom, indiquent les mois au cours desquels l'écoute a été assurée (j = juillet ; n = novembre ; d = décembre).

Digitized by Google

f) DANEMARK (1).

Institut météorologique à Copenhague (j. n. d.).

g) EGYPTE (1).

Superintendant Meteorological Office, Héliopolis (j. n. d.).

h) ESPAGNE (11).

Service Météorologique National, à Madrid (j. n. d.) ; Poste Radio EGC à Madrid (d) ; MM. Acevedo Morata de Tajunà (n.) ; le Lt. Cl. Varela, à la Corogne (n. d.) ; Francisco Morales, à Mahon (n. d.) ; à Larache, Université de Valence (l'ensemble de ces collaborateurs ayant été recruté grâce au Colonel Méseguer, Directeur du Service Météorologique espagnol) ; MM. Balta, à Barcelone (j. n. d.) ; Miguel Moya, à Madrid (d.) ; Javier de la Fuente, à Santander.

i) ESTONIE (3).

Direction des postes et télégraphes, à Tallin (j. n. d.) ; Tartu (n. d.) et Nömme (n. d.).

j) FINLANDE (1).

Institut Central Météorologique, Helsinki (n. d.).

k) GRANDE BRETAGNE (5).

Meteorological Office : Cardington (j. n. d.) ; Croydon (n. d.) ; Leuchars (n. d.) ; Londres (n. d.) ; Radio Research Station à Slough.

l) HONGRIE (8).

Poste Royale Hongroise, à Budapest (j. n. d.) et Tarnok (j. n. d.) ; MM. Barbacy, à Szeged (n. d.) ; Balint, à Budapest (j. n. d.) ; Elemer Kovacs, à Budapest (j. n. d.) ; Erdelysky, à Szekesfehervar (n. d.) ; Razl, à Kipest (j. n. d.) ; Szenderszky, à Szombathely (j. n. d.).

m) ITALIE (4).

Observatoires de Tarente (j.), de Montecassino (B. B. Paoloni) (n. d.) ; MM. Enrico Albonico, à Gioia Tauro (d.) ; Flori Erminio, à Milan (n. d.).

n) LITUANIE (1).

Institut météorologique à Kaunas (j. n. d.).

o) MALTE (1).

Superintendant Meteorological Office, à la Valette (j. n. d.).

p) NORVEGE (3).

Institut météorologique norvégien à Bergen (n. d.) ; Oslo (j. n. d.) ; Tromsö (n. d.).

q) PAYS-BAS (7).

Institut Météorologique, à de Bilt (j. n. d.) ; Laboratoire Philipps, à Hilversum (d.) ; Aérodromes d'Amsterdam (d.) et Rotterdam (j. d.) ; MM. Bles, à Voorburg (n. d.) ; Commender, à Rotterdam (j.) ; Llvoir, à La Haye (j.) ; Rijser, à Kampen (j. n. d.).

Digitized by Google

r) POLOGNE (6).

Institut Météorologique, à Varsovie (j. n. d.) ; Institut Radiotechnique, à Gdynia (n. d.) ; Lwow (n. d.) ; Posnan (n. d.) ; Varsovie (n. d.) ; Mr. XXX, à Blazow (j.).

s) PORTUGAL (1).

Service Radiotélégraphique de la Marine, à Lisbonne (j.) ; voir aussi Açores ci-dessus.

t) ROUMANIE (1).

Institut Météorologique Central, à Bucarest (n. d.).

u) SARRE (1).

Aérodrome Sarrebruck (d.).

v) SUEDE (8).

MM. Bäck, à Boden (j n.) ; Duner, à Stockholm (j.) ; Karlsonn, à Gothemburg (n. d.) ; Larsson, à Lund (n.) ; Lundström, à Djursholm (j. n. d.) ; Nilsson, à Lund (j. n. d.) ; Nils Tamm, à Bro (n.) ; XXX, à Vesteras. Cette riche collaboration est due aux efforts de M. Bruno Rolf.

w) SUISSE (5).

Bureau Central Météorologique, à Zurich (j. n.) ; Aérodrome de Dubendorf (n.) ; MM. Graber, à Genève (n. d.) ; Lugeon, à Zurich (j.) ; Roesgen, à Genève (d.).

x) TCHECOSLOVAQUIE (8).

Institut Météorologique, à Prague (j. n. d.) ; MM. Antonin Dom Cerveny, à Sedlec-pod-Kankem (j.) ; le Docteur Jaroslaw Klir, à Mostarna (d.) ; Pesek, à Prague (j.) ; Mirka Shäferling, à Prague (n.) ; le Professeur Vaclav Vopicka, à Mlada Boleslav (d.) ; Alois Weirauch, à Mèstec Kralove (n.) ; Zdenek, à Brno (j.).

y) URSS (1).

Observatoire géophysique central, à Leningrad.

z) YOUGO-SLAVIE (3).

Direction Aéronautique, à Pétrovaradin (j.) ; MM. Riakoff, à Novi-Sad (n. d.) ; Libermann, à Zagreb (n. d.).

Digitized by Google

APPLICATION DE LA THÉORIE DE L'INVERSION à la Construction point par point au moyen de la règle et du compas, des courbes de résonance des circuits résonnants et de la courbe d'impédance des circuits antirésonnants

par **F. BEDEAU**,
Docteur ès Sciences, Agrégé de l'Université,
et **J. DE MARE**,
Ingénieur I. E. G., Etablissements Ducretet,

SOMMAIRE. — Dans une « Etude théorique et expérimentale du récepteur téléphonique » parue dans les Annales des P. T. T. en février 1923 (p. 129), Kennelly a montré combien la construction des courbes de résonance était facilitée par la considération des propriétés des figures inverses. Il a indiqué, d'autre part, « qu'on pouvait représenter une fois pour toutes, toutes les courbes de résonance de tous les systèmes possibles, en adoptant comme variables les quantités purement numériques $\frac{\omega}{\omega_0}$ et $\frac{i}{I_0}$, rapports de la pulsation à la pulsation de résonance et du courant au courant de résonance ».

Nous nous proposons dans cet article de montrer qu'il est possible en choisissant convenablement les valeurs de ω, d'obtenir par une seule construction non seulement une courbe de résonance relative à un circuit ayant un coefficient de surtension déterminé, mais encore toutes celles qui correspondent à des circuits dont les coefficients de surtension croissent ou décroissent en progression géométrique.

Nous montrerons ensuite que l'étude faite pour le circuit résonnant s'applique au circuit antirésonnant et qu'en particulier les courbes de résonance des circuits résonnants se confondent avec les courbes d'impédance des circuits antirésonnants.

Dans les premiers paragraphes, nous reproduisons partiellement l'étude de Kennelly, cette étude étant nécessaire pour la compréhension de la construction des courbes.

Figures inverses.

On sait qu'une transformation par inversion est définie quand on se donne dans un plan un point O appelé pôle ou origine d'inversion et un nombre non nul K positif ou négatif, appelé module ou puissance d'inversion. A tout point M du plan (fig. 1) on fait correspondre un point M' situé sur la droite OM et défini par la relation.

$$\overline{OM}.\ \overline{OM'} = K$$

On dit que M' est l'inverse de M et l'on voit immédiatement que M est aussi l'inverse de M'. On démontre les théorèmes suivants :

Digitized by Google

1° La figure inverse d'une droite AM qui ne passe pas par O est un cercle passant par O et dont le centre est situé sur la perpendiculaire abaissée du pôle sur la droite.

2° Réciproquement la figure inverse d'un cercle passant par le

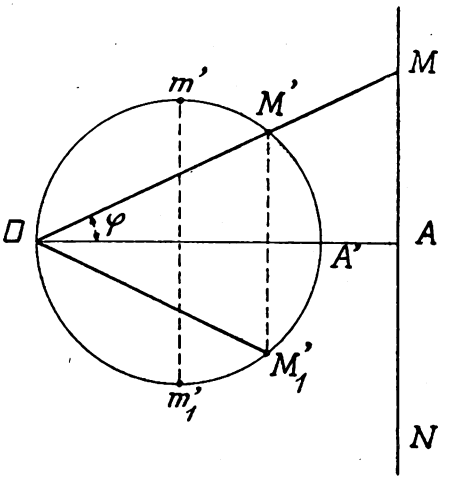


Fig. 1.

pôle est une droite perpendiculaire au diamètre et ne passant pas par le pôle.

De l'utilité de « l'inversion » dans l'étude de l'expression

$$e = Zi.$$

Imaginons un circuit d'impédance Z aux bornes duquel est appliquée une force électromotrice e; il est parcouru par un courant i. On sait que e, Z, et i peuvent être représentés par des vecteurs; on peut toujours choisir l'origine des temps de telle sorte que l'argument du vecteur e soit égal à zéro, son module étant E. L'impédance Z est de la forme $\rho + j\sigma$ et dans le cas général ρ et σ sont des fonctions de la pulsation ω. Si à partir d'un point O (fig. 1) on porte sur un axe OA une longueur $OA = \rho$ et sur un axe AM une longueur $AM = \sigma$ le vecteur $\overline{OM}$ est égal à Z; si on fait varier ω, le point M décrit une ligne, la figure inverse de cette ligne nous donnera le lieu de l'extrémité du vecteur courant, le pôle d'inversion étant O et la puissance E. Inversement si on connaît le lieu de l'extrémité du vecteur courant, on en déduira le lieu de l'extrémité du vecteur impédance. Nous remarquerons enfin que l'on a :

$$\text{Module } i \times \text{Module Z} = \text{E}$$
$$\text{Argument } i + \text{Argument Z} = 0.$$

Digitized by Google

ETUDE DU CIRCUIT RÉSONNANT.

Examinons le cas d'un circuit résonnant pour lequel

$$Z = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right);$$

prenons un vecteur $\overline{OA} = R$ (fig. 1) et un vecteur

$$\overline{AM} = L\omega - \frac{1}{C\omega},$$

le vecteur $\overline{OM}$ est égal à Z; lorsque ω varie de ω_0 (pulsation de résonance) à plus l'infini, le point M décrit la demi-droite AM ; il décrit la demi-droite AN lorsque ω varie de ω_0 à zéro. La figure inverse de la droite est une circonférence passant par le point O et dont le diamètre OA' a pour valeur $\frac{E}{R}$; le module du courant, pour une valeur ω de la pulsation correspondant à l'impédance OM est OM': enfin le vecteur courant est représenté par OM'_1 vecteur dont l'argument est $-\varphi$. Bref à l'impédance $\overline{OM}$ correspond le courant représenté par le vecteur OM'_1.

Lorsque le point M' décrit la circonférence dans le sens OM'_1 A'M'O, à chaque point M' correspond une valeur de ω : en O, $\omega = 0$; ω croît ensuite jusqu'à ω_0 (point A'), puis jusqu'à l'infini (point O).

Théorème. — Les pulsations ω_1 et ω_2 correspondant à deux courants de modules égaux sont reliés par l'expression $\omega_1\omega_2 = \omega_0^2$.

En effet, considérons le courant OM'_1, la pulsation ω_1, qui lui correspond est inférieure à ω_0 : l'argument est donné par

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{L\omega_1 - \frac{1}{C\omega_1}}{R} < 0.$$

Si nous considérons maintenant le courant $\overline{OM'}$ l'argument φ_2 est donné par $\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{L\omega_2 - \frac{1}{C\omega_2}}{R} > 0$. Comme les deux arguments sont égaux en valeur absolue, on a :

$$\frac{1}{C\omega_1} - L\omega_1 = L\omega_2 - \frac{1}{C\omega_2},$$

$$\frac{1}{C}\left[\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2}\right] = L(\omega_1 + \omega_2),$$

$$LC = \frac{1}{\omega_1\omega_2} = \frac{1}{\omega_0^2}.$$

Digitized by Google

Pulsations quadrantales. — On désigne sous ce nom les pulsations ω'_1 et ω'_2 qui correspondent aux courants $\overline{om'}$ et $\overline{om'_1}$, les points m' et m'_1 étant situés sur la parallèle à AM passant par le centre du cercle. Les arguments étant égaux à $\frac{\pi}{4}$, on a

$$\frac{1}{C\omega'_1} - L\omega'_1 = R,$$

$$L\omega'_2 - \frac{1}{C\omega'} = R,$$

$$\frac{1}{C}\left(\frac{1}{\omega'_1} - \frac{1}{\omega'_2}\right) + L(\omega'_2 - \omega'_1) = 2R,$$

$$(\omega'_2 - \omega'_1)\left(\frac{1}{C\omega_0^2} + L\right) = 2R,$$

$$\omega'_2 - \omega'_1 = \frac{2R}{\delta} \qquad \text{en posant} \qquad \delta = \frac{R}{2L}.$$

Des équations précédentes, on déduit

$$\omega'_1 = -\delta + \sqrt{\delta^2 + \omega_0}, \qquad \omega'_2 = +\delta + \sqrt{\delta^2 + \omega_0^2}.$$

Les modules des courants ont pour valeur $\frac{I_0}{\sqrt{2}}$ avec $I_0 = \frac{E}{R}$ d'où la méthode bien connue pour obtenir δ si on mesure ω_0 et ω' ou ω'_2.

Remarque. — Généralement δ^2 est négligeable devant ω_0^2, on a alors :

$$\omega'_1 = -\delta + \omega_0, \qquad \omega'_2 = \delta + \omega_0 \qquad \text{et} \qquad \omega_0 = \frac{\omega'_1 + \omega'_2}{2}.$$

Equation réduite. — Les considérations précédentes qui ont toutes été développées dans l'article de Kennelly signalé dans le sommaire, permettent de construire la courbe de résonance d'un circuit donné, puisqu'à toute valeur de ω nous pouvons faire correspondre un courant i. Il est plus simple de construire une fois pour toutes une famille de courbes de résonance, chaque courbe ne dépendant que d'un paramètre qui sera le coefficient de surtension $s = \frac{L\omega_0}{R}$, la variable indépendante que nous désignerons par x étant égale à $\frac{\omega}{\omega_0}$; la fonction que nous désignerons par y étant égale à $\frac{i}{I_0}$.

On a

$$Z = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) = R + jL\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{LC\omega\omega_0}\right),$$

$$\frac{Z}{R} = 1 + \frac{jL\omega_0}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 1 + js\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$

Digitized by Google

Désignons par Z_0 l'impédance pour $\omega = \omega_0$ (on a d'ailleurs dans le cas actuel $Z_0 = R$). Il vient puisque

$$e = Zi = Z_0 I_0$$

$$\frac{i}{I_0} = \frac{Z_0}{Z} = \frac{R}{Z} = \frac{1}{1 + js\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{1}{z}$$

avec $$z = 1 + js\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 1 + js\left(x - \frac{1}{x}\right).$$

Finalement

$y = \frac{1}{z}$, d'où $|y| \times |z| = 1$ et argument y + argument $z = 0$.

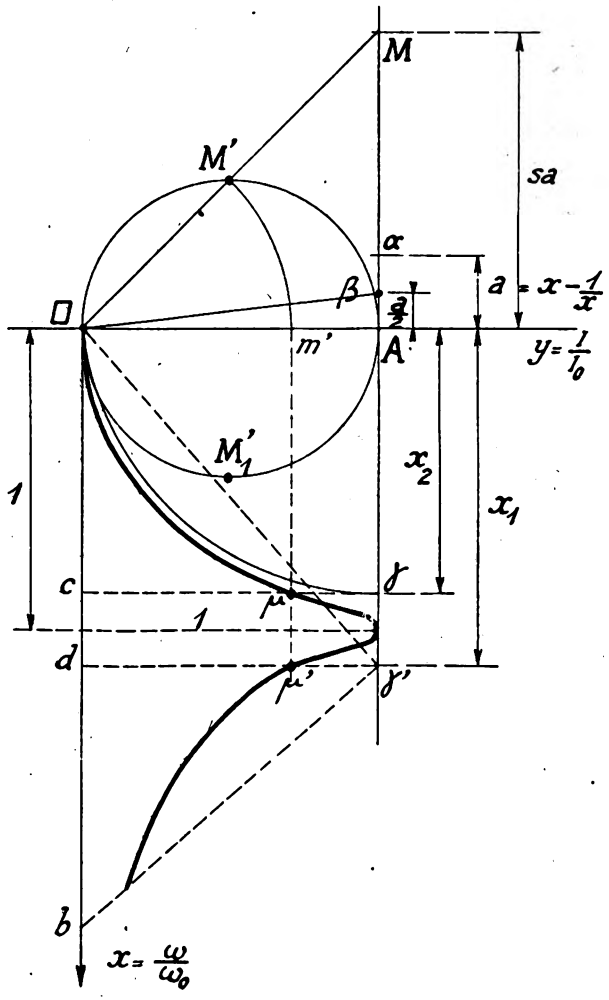


Fig. 2.

Digitized by Google

Si donc nous construisons un vecteur $\overline{OA} = 1$ (fig. 2) et un vecteur $\overline{AM} = s\left(x - \frac{1}{x}\right)$, le lieu du point M, lorsque x varie de zéro à l'infini, sera la droite AM. La figure transformée par inversion de la droite AM est une circonférence de diamètre égale à l'unité puisque la puissance d'inversion est elle-même égale à l'unité.

Les quantités x, y, z portent le nom de pulsation réduite, de courant réduit et d'impédance réduite. A l'impédance réduite $\overline{AM}$ correspond le courant $\overline{OM'}$ de module Om'.

On obtiendra la courbe de résonance en portant x et y sur deux axes de coordonnées rectangulaires. Il est particulièrement commode de prendre la droite OA comme axe des y et la tangente en O à la circonférence comme axe des x. Au point d'abscisse $x = 1$. ($\omega = \omega_0$) correspond un point d'ordonnée $y = 1$ puisqu'alors $i = I_0$.

A tout point M'_1 de la portion de circonférence située au-dessous de OA correspond une valeur de $x < 1$; le courant correspondant est OM', l'impédance correspondante est $\overline{OM}$. (En supposant M_1 symétrique de M' par rapport à OA).

A tout point M' de la portion de circonférence située au-dessus de OA correspond une valeur de $x > 1$; le courant correspondant est OM'_1, l'impédance correspondante est $\overline{OM}$.

En effet, les arguments des courants OM'_1 et OM' étant égaux et de signes contraires on a :

$$js\left(x_1 - \frac{1}{x_1}\right) = js\left(\frac{1}{x_2} - x_2\right),$$

d'où

$$x_1 + x_2 = \frac{1}{x_1} + \frac{1}{x_2} = \frac{x_1 + x_2}{x_1 x_2},$$

ou encore

$$x_1 x_2 = 1.$$

Procédé de construction point par point de la courbe de résonance.

1° *On se donne y, trouver les valeurs correspondantes de x.* — Connaissant $y = om'$, on déduit le point M' (ou le point M'_1) et par suite le point M (ou son symétrique par rapport à A).

Soit x_1 la valeur de x qui correspond à M' (courant OM'_1), on a

$$\overline{AM} = s\left(x_1 - \frac{1}{x_1}\right) = sa \qquad \text{en posant} \qquad a = x_1 - \frac{1}{x_1}$$

Digitized by Google

Or s est donné ($s = 4$ par exemple dans le cas de la fig. 2) on connaît donc le point α tel que $A\alpha = \frac{AM}{4} = a$.

Mais de la relation $a = x_1 - \frac{1}{x_1}$ on déduit

$$x_1^2 - ax_1 - 1 = 0, \qquad \text{d'où} \qquad x_1 = \frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} + 1},$$

x étant toujours positif, la racine positive peut seule convenir.

Si x_2 est la valeur de x qui correspond à M_1' (courant OM') on a : $s\left(x_2 - \frac{1}{x_2}\right) = -sa$ d'où $x_2^2 + ax_2 - 1 = 0$ et $x_2 = -\frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} + 1}$.

Prenons β tel que $A\beta = \frac{a}{2}$ dans le triangle rectangle $OA\beta$ on a :

$$O\beta = \sqrt{\overline{OA}^2 + \overline{A\beta}^2} = \sqrt{1 + \frac{a^2}{4}}.$$

Traçons la circonférence du centre β et de rayon βO, elle coupe la droite AM en un point γ et

$$A\gamma = \beta\gamma - \beta A = \sqrt{1 + \frac{a^2}{4}} - \frac{a}{2} = x_2.$$

Le point c tel que $oc = A\gamma$ détermine donc x_2

Prenons enfin $\gamma\gamma' = a$, on aura

$$A\gamma' = A\gamma + a = \frac{a}{2} + \sqrt{1 + \frac{a^2}{4}} = x_1,$$

d'où le point d et en définitive les deux points μ et μ' de la courbe de résonance.

2° *On se donne x, trouver* γ. — Soit $x_1 = Od = A\nu$, traçons la droite $\gamma' b$ perpendiculaire à $O\gamma'$; dans le triangle rectangle $O\gamma' b$ la hauteur $d\gamma'$ est moyenne proportionnelle entre les deux segments Od et db. D'où

$$\overline{d\gamma'}^2 = Od.db,$$
$$1 = x_1.db$$

et $db = \frac{1}{x_1}$ puisque $x_1 x_2 = 1$.

Connaissant x_1 et $\frac{1}{x_1}$ on déduit le point α puisque

$$A\alpha = a = x_1 - \frac{1}{x_1},$$

et par suite le point M puisque $AM = sa$ et que s est connu. On a donc les points M' et M_1' et par suite le point m' donc les points μ et μ' de la courbe de résonance.

Tracé de la courbe de résonance correspondant au circuit de coef-

Digitized by Google

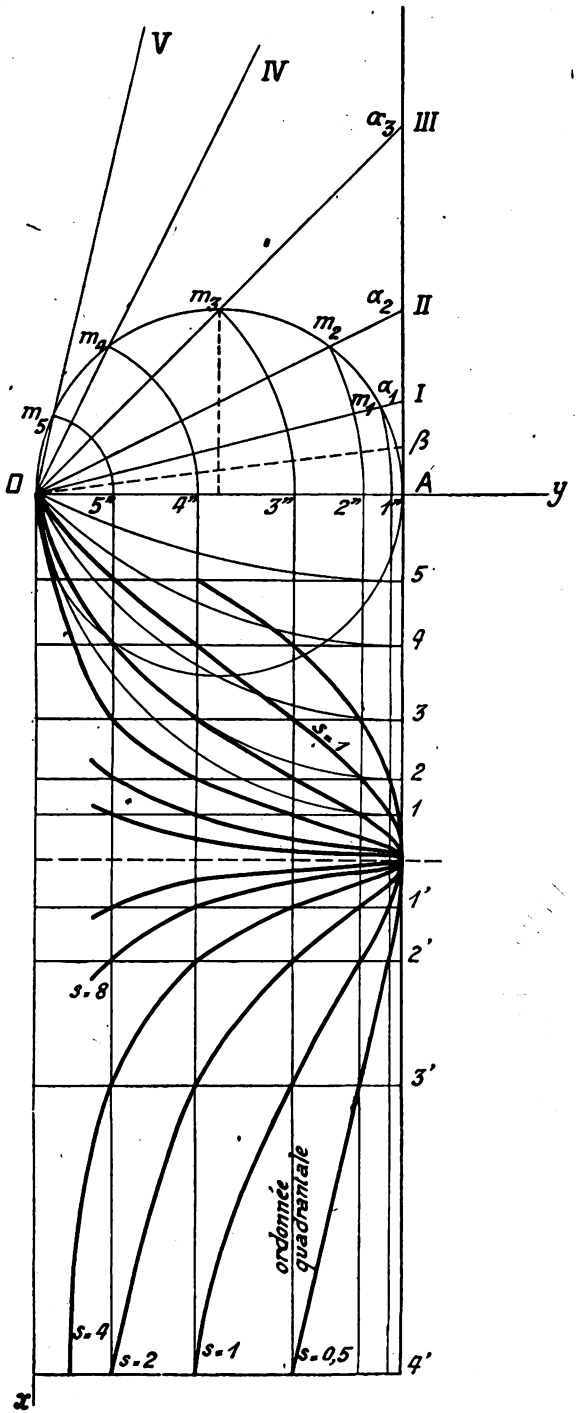


Fig. 3.

Digitized by Google

ficient de surtension $s = 1$. Les points qui déterminent cette courbe permettent, si on prend la précaution de ne pas choisir arbitrairement les valeurs de a, de déterminer du même coup les points des courbes de résonance qui correspondent à des circuits dont les coefficients de surtension varient en progression géométrique.

On peut par exemple choisir des valeurs de a (et par suite de x) de telle sorte qu'ayant construit une courbe pour $s = 1$ on ait immédiatement les courbes correspondant à

$$s = 2, 4, 8. \ldots \frac{1}{2}, \quad \frac{1}{4}, \quad \frac{1}{8} \ldots$$

A cet effet, traçons (fig. 3) les droites I, II, III, IV, V passant par le point O et telles que les longueurs interceptées sur AM soient entre elles comme les nombres 1, 2, 4, 8... On a donc

$$A\alpha_1 = \frac{A\alpha_2}{2}, \qquad A\alpha_2 = \frac{A\alpha_3}{2}, \qquad A\alpha_3 = \frac{A\alpha_4}{2} \ldots$$

Figurons encore le point β tel que $A\beta = \frac{A\alpha_1}{2}$, et traçons les circonférences de centres β, α_1, α_2, α_3,... de rayon βo, $\alpha_1 o$, $\alpha_2 o$,....

Ces circonférences viennent couper le prolongement de $A\beta$ en des points 1, 2, 3, 4, 5...

Traçons d'autre part les circonférences de rayons Om_1, Om_2, Om_3,... elles viennent couper OA en des points 1″, 2″, 3″, 4″, 5″,...

Prenons une longueur $11' = \alpha_1 A$; une longueur $22' = \alpha_2 A$; une longueur $33' = \alpha_3 A$...

Menons enfin par les points 1, 2, 3,... 1′, 2′, 3′,... des parallèles à oy et par les points 1″, 2″, 3″,... des parallèles à ox, on obtiendra d'après ce qui a été exposé au paragraphe précédent, des points de la courbe de résonance pour laquelle $s = 1 (sa = a$, le point M est confondu avec α, fig. 2) en prenant les points d'intersection des droites

1 et 1′ avec 1″
2 et 2′ avec 2″
3 et 3′ avec 3″
.....

Tracé des courbes de résonance correspondant aux circuits de coefficients de surtension 2, 4, 8... $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$,...

Cherchons des valeurs de a (et par suite de x) telles que les ordonnées y de la courbe $s = 1$ et de la courbe $s = 2$ soient égales.

Digitized by Google

Pour la courbe correspondant à $s = 1$ on a $y = \frac{1}{\cdot + ja}$.

Pour la courbe correspondant à $s = 2$ on a $y = \frac{1}{1 + 2ja'}$.

d'où $a = 2a'$.

Il suffit donc pour avoir les points de la courbe correspondant à $s = 2$ de prendre les points d'intersection des droites.

1 et 1′ avec 2″
2 et 2′ avec 3″
3 et 3′ avec 4″
.....

Pour avoir les points de la courbe correspondant à $s = 4$ on prendra les points d'intersection des droites

1 et 1′ avec 3″
2 et 2′ avec 4″
3 et 3′ avec 5″
.....

et ainsi de suite pour les courbes correspondant à $s = 8$; $s = 16$...

De même pour avoir les points de la courbe correspondant à $s = -\frac{1}{2}$, on prendra les points d'intersection des droites

2 et 2′ avec 1″
3 et 3′ avec 2′
4 et 4′ avec 3″
.....

Remarque. — Dans la construction de la figure 3, les points β, z_1... ont été choisis de telle sorte que la droite III passe par le point m_3 situé sur la perpendiculaire à OA passant par le centre de la circonférence de diamètre OA. Les intersections de la droite parallèle à Ox et passant par 3″, avec les courbes donnent donc les pulsations quadrantales.

Etude du circuit antirésonnant.

Un circuit antirésonnant comprend une self L de résistance R, montée en parallèle avec une capacité C; un tel circuit a une impédance Z telle que

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jL\omega} + \frac{1}{\frac{-j}{C\omega}} = \frac{j(1 - LC\omega^2) - C\omega R}{jR - L\omega}.$$

Digitized by Google

Considérons un circuit comprenant 3 dérivations, dans la première se trouve une self L dépourvue de résistance, dans la deuxième une capacité C et dans la troisième une résistance $r = \frac{L}{CR}$. L'impédance d'un tel circuit est Z' telle que

$$\frac{1}{Z'} = \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{\frac{-j}{C\omega}} + \frac{1}{r} = \frac{j(1 - LC\omega^2) - C\omega R}{-L\omega}.$$

Dans les limites où R est négligeable devant Lω on trouve ce résultat bien connu $Z' = Z$.

Ainsi le circuit d'impédance Z' est équivalent au circuit antirésonnant à la condition que R soit négligeable devant Lω. En fait il suffira que ω soit assez différent de zéro.

L'impédance Z' peut se mettre sous la forme $X + jY$; confondant Z' et Z il vient

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{X + jY} = \frac{X - jY}{X^2 + Y^2} = -\frac{j}{L\omega} + jC\omega + \frac{1}{r};$$

d'où

$$\frac{X}{X^2 + Y^2} = \frac{1}{r} \qquad \text{et} \qquad X^2 + Y^2 - Xr = 0.$$

Cette dernière équation est celle d'une circonférence passant par l'origine, elle a pour diamètre r.

Ainsi le lieu de l'extrémité du vecteur impédance lorsqu'on fait varier ω est une circonférence; le lieu de l'extrémité du vecteur courant sera une droite perpendiculaire au diamètre de la circonférence passant par l'origine.

De même que dans l'étude du circuit résonnant il est possible de construire une fois pour toutes la famille de courbes représentant le courant. En effet :

$$\frac{1}{Z} = j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right) + \frac{1}{r}.$$

Si Z_0 est l'impédance pour la pulsation de résonance ω_0, on a $Z_0 = r$ et

$$\frac{Z_0}{Z} = r\left[j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right) + \frac{1}{r}\right] = 1 + jrC\left(\omega - \frac{1}{LC\omega}\right)$$
$$= 1 + jrC\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right).$$

ou encore

$$\frac{Z_0}{Z} = 1 + jrC\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 1 + \frac{jLC\omega_0}{CR}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$
$$= 1 + \frac{jL\omega_0}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$

Digitized by Google

Si on pose $z = \frac{Z}{Z_0}$, il vient $z = \frac{1}{1 + js\left(x - \frac{1}{x}\right)}$,

avec $s = \frac{L\omega_0}{R}$ et $x = \frac{\omega}{\omega_0}$.

[Dans le cas du circuit résonnant on avait $z = 1 + js\left(x - \frac{1}{x}\right)$].

Mais $\frac{Z}{Z_0} = \frac{I_0}{i}$.

Si comme précédemment, on pose $y = \frac{i}{I_0}$, il vient $yz = 1$, c'est-à-dire précisément l'équation trouvée pour le circuit résonnant.

Ainsi y est le transformé par inversion de z, le module d'inversion étant égal à 1; le lieu de l'extrémité du vecteur y est la droite AM, le lieu de l'extrémité du vecteur z est la circonférence OAM' (fig. 2).

Les courbes de résonances figurées pour le circuit résonnant sont donc identiques aux courbes d'impédance du circuit antirésonnant sauf au voisinage de l'origine.

F. Bedeau et J. de Mare.

Digitized by Google

NOTE SUR LA STABILITÉ DE L'ACCROCHAGE

par P. GODFRIN,

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique, Elève-Ingénieur des Télégraphes.

SOMMAIRE. — Etude, au voisinage de l'accrochage des oscillations, des propriétés des récepteurs à réaction détectant par la caractéristique de grille. Se plaçant dans un cas simple l'auteur montre que dans certains cas aucun régime stable d'oscillation ne peut exister. Il donne ainsi une explication du bruit parasite à basse-fréquence désigné communément sous le terme de « grognement du seuil d'accrochage ».

I. — Introduction.

Dans un récent article de *l'Onde Electrique* (1) M. Fromy a attiré l'attention sur les phénomènes secondaires de la réaction au voisinage de l'accrochage dans les récepteurs ; en particulier il a signalé que celui-ci peut être soit doux et reversible (cas A), soit brusque et irréversible (cas B).

Nous allons étudier ici un troisième cas de fonctionnement pouvant se présenter lorsqu'on emploie une lampe détectant par la caractéristique de grille.

Il est assez fréquent alors d'observer, à l'accrochage des oscillations, un sifflement de fréquence variable, intense et empêchant toute réception ; si l'on augmente le couplage réactif, la fréquence du son augmente en même temps que son intensité diminue, puis il disparaît complètement, le fonctionnement étant redevenu normal. C'est ce que dans la presse radioélectrique d'amateurs on désigne sous le nom de « grognement de seuil d'accrochage ».

Ce phénomène rappelle un autre analogue employé dans le montage dit « Flewlling » et signalé par M. Fromy. Il en diffère par le fait que ce dernier montage demandait des valeurs spéciales du condensateur shunté de détection et surtout parce que le couplage réactif y était très serré. Dans le cas présent par contre le phénomène se produit uniquement au voisinage du couplage minimum d'accrochage.

---

(1) *Onde Electrique*, juillet 1929, p. 281.

Digitized by Google

La théorie du phénomène que nous allons donner présente ceci de commun avec la théorie du « Flewlling » que le role essentiel est joué dans les deux cas par le condensateur shunté de défection.

II. — Mise en équation du phénomène.

Nous ferons le calcul pour le montage simple (fig. 1) où nous négligerons les capacités entre les électrodes de la lampe. Prenant pour origine des potentiels celui de l'extrémité négative du filament

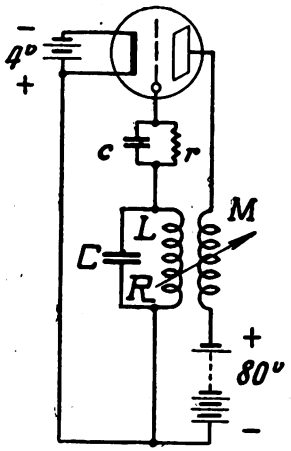


Fig. 1.

nous appellerons u la tension moyenne grille et U l'amplitude haute fréquence des variations de celle-ci, i le courant moyen de grille, c et r la capacité et la résistance de détection, R la résistance moyenne pendant une période du circuit équivalent à la lampe, R' la résistance ohmique L la self et C la capacité du circuit oscillant, M le couplage grille plaque; K désignera le coefficient d'amplification de la lampe que nous considérerons comme constant, et ρ_m la résistance interne moyenne pendant une période.

Dans ces conditions on a U étant l'amplitude à l'instant t et U_0 l'amplitude à l'instant t_0 :

$$U = U_0 e^{-\int_{t_0}^{t} \frac{R}{2L} dt}$$

ce qui peut s'écrire

$$\frac{d}{dt}(\log U) = -\frac{R}{2L}$$

Digitized by Google

R est une fonction de u et de U que nous allons expliciter : On a d'abord. (Gutton *La lampe à trois électrodes*, 2e édit., p. 96)

$$R = R' + \frac{M}{L} \quad \frac{M + KL}{C\rho_m}$$

$j = f(u)$ étant l'équation de la caractéristique du courant de plaque j en fonction de la tension grille u pour la tension de plaque donnée; nous désignerons par $[f'(u)]_m$ la valeur moyenne de $f'(u)$ pour une amplitude de variation U sinusoïdale, autour de la valeur moyenne u_0, de la tension grille. Nous avons donc dans ce cas

$$\frac{K}{\rho_m} = [f'(u)]_m$$

et d'autre part :

$$[f'(u)]_m = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} f'(u_0 + U \sin \omega t) dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f'(u_0 + U \sin 0) d0$$

en posant $\omega t = 0.$

En développant en série la quantité entre crochets on trouve immédiatement :

$$[f'(u_1]_m = f'(u_0) + \frac{U^2}{4} f'''(u_0).$$

Si la tension moyenne de grille n'est plus u_0 mais $u_0 + \Delta u$ on aura :

$$\frac{K}{\rho_m} = [f'(u)]_m + \Delta u f''(u_0)$$

soit

$$\frac{K}{\rho_m} = f'(u_0) + \Delta u f''(u_0) + \frac{U^2}{4} f'''(u_0).$$

Portons cette valeur de ρ_m dans la formule donnant R, on obtient :

$$R = R' + \frac{M}{L} \quad \frac{M + KL}{KC} \left[f'(u_0) + \Delta v f(u_0) + \frac{U^2}{4} f'''(u_0) \right]$$

cette expression donne la valeur de R pour une amplitude U des variations du potentiel de grille autour de la valeur moyenne

$$U_0 + \Delta u.$$

Prenons maintenant pour tension origine u_0 celle à laquelle se fixe la grille en l'absence d'oscillations ; $i = g(u)$ étant l'équa-

Digitized by Google

tion de la caractéristique statique de grille, on établit facilement la relation connue :

$$i = g(u_0) + \Delta u g'(u_0) + \frac{U^2}{2} \frac{g''(u_0)}{2}.$$

Si maintenant on désigne par u_1 la tension de la batterie de chauffage on a immédiatement en considérant le condensateur shunté (c, r)

$$i = -\frac{u - u_1}{r} - i\frac{du}{dt} \qquad \text{avec} \qquad u = u_0 + \Delta u.$$

Eliminons i entre les deux équations précédentes, il vient :

$$g(u_0) + \frac{u_0 - u_1}{r} + \Delta u\left[\frac{1}{r} + g'(u_0)\right] + \frac{V^2}{4} g'(u_0) + c\frac{d\Delta u}{dt} = 0$$

ce qui se réduit à :

$$\Delta u\left[\frac{1}{r} + g'(u_0)\right] + \frac{U^2}{4} g''(u_0) + c\frac{d\Delta u}{dt} = 0.$$

En résumé, pour un couplage réactif M donné, l'état du système est déterminé par les trois équations suivantes contenant trois fonctions inconnues du temps t, R, u et Δu :

1) $$\frac{d}{dt}[\log U] = -\frac{R}{2L}.$$

2) $$R = R' + \frac{M}{L}\frac{M + KL}{KC}\left[f'(u_0) + \Delta u f''(u_0) + \frac{U^2}{4} f'''(u_0)\right].$$

3) $$\Delta u\left[\frac{1}{r} + g'(u_0)\right] + \frac{U^2}{4} g''(u_0) + c\frac{d\Delta u}{dt} = 0.$$

Nous utiliserons par la suite une quatrième équation obtenue en portant la valeur de Δu tirée de (3) dans l'équation (1). C'est, en posant

$$\alpha = f'''(u_0) - \frac{g''(u_0) f''(u_0)}{\frac{1}{r} + g'(u_0)}.$$

4) $$R = R' + \frac{M}{L}\frac{M + KL}{KC}\left[f'(u_0) + \frac{U^2}{4}\alpha - c\frac{f''(u_0)}{\frac{1}{r} + g'(u_0)}\frac{d\Delta u}{dt}\right].$$

Digitized by Google

III. — Discussion.

Remarquons tout de suite que $f''(u_0)$ $g''(u_0)$ et $\frac{g''(u_0)f''(u_0)}{\frac{1}{r} + g'(u_0)}$ sont des quantités positives (concavités des courbes $f(u)$ et $g(u)$ tournées vers le haut).

Supposons alors que partant d'une valeur de M pour laquelle il n'y a pas accrochage nous fassions croître le couplage en valeur absolue de manière à amorcer les oscillations.

Tant que $R' + \frac{M}{L}\frac{M+KL}{KC} f'(u_0)$ est positif, il ne peut y avoir amorçage d'oscillations.

Dès que $R' + \frac{M}{L}\frac{M+KL}{KC} f'(u_0$ est négatif, les oscillations s'amorcent, il peut alors se présenter différents cas :

1° Supposons $\alpha > 0$. L'accrochage est brusque et irréversible, en effet U^2 croissant $\frac{d\Delta u}{dt}$ est négatif d'après (3) et R va en croissant en valeur absolue d'après (4).

2° Supposons $\alpha < 0$ et $f''(u_0) < 0$. L'accrochage est doux et réversible, en effet U^2 croissant, Δu décroît d'après (3) et d'après (2), R décroît en valeur absolue; le système tend donc, pour une valeur de M donnée, vers une équilibre stable.

3° Supposons $\alpha < 0$ et $f''(u_0) > 0$. Nous allons montrer que M étant donné, le système ne peut tendre vers aucune position d'équilibre stable. C'est dans ce cas que se produit le phénomène indiqué au début de cette note.

En effet il existe dans ce cas, comme dans le cas précédent, une position d'équilibre du système, d'après l'équation (4), puisque α est négatif.

Mais cette position est instable, si en effet à partir de cette position, $\frac{d\Delta u}{dt}$ étant donc nul à l'instant initial, U^2 augmente de dU^2 pendant le temps dt, sous l'influence d'une perturbation extérieure quelconque ; on voit immédiatement d'après (3) que la variation de Δu pendant le même temps est un infiniment petit du second ordre par rapport à dU^2; donc la quantité entre crochets de (2) sera positive et U^2 croîtra, s'écartant de sa valeur d'équilibre. Ceci est vrai quel que petit que soit c.

Digitized by Google

Mais d'autre part dans (4) le terme en $\frac{d\Delta u}{dt}$ est d'autant plus petit que c est plus faible et par suite le terme $\frac{U^2}{4}\alpha$ étant négatif et croissant en valeur absolue avec U^2, on voit que R sera redevenu nul pour une valeur de U^2 s'écartant d'autant moins de la position d'équilibre précitée que c est plus faible. Pour cette valeur de U^2 les oscillations cesseront de croître.

Il est donc évident que l'amplitude des oscillations étant limitée d'une part, d'autre part la seule valeur d'équilibre de cette amplitude étant instable, elle ne peut qu'osciller périodiquement autour de cet équilibre.

De même la tension moyenne de grille Δu variera périodiquement autour de sa valeur d'équilibre, il en sera encore de même du courant de plaque moyen, les variations de ce dernier produiront dans le téléphone le sifflement dont nous avons parlé au début de cette note.

Quand on augmente le couplage la valeur de U^2 correspondant à la position d'équilibre instable augmente, l'accroissement de la pente moyenne $[f'(u)]_n$ ne peut plus être considéré comme donné par $\frac{U^2}{4} f'''(\cdot_0)$, en réalité à partir d'une certaine amplitude une augmentation de celle-ci ne provoque plus d'augmentation corrélative de la pente moyenne, ce qui revient à dire que l'équilibre est devenu stable. L'amplitude du son ira donc en diminuant à mesure que l'on augmentera le couplage réactif pour disparaître, à partir d'une valeur donnée de celui-ci.

IV. — Conclusion.

Nous pensons que ce qui précède donne une explication correcte du phénomène exposé. D'ailleurs pour traiter celui-ci complètement il serait nécessaire de faire intervenir l'impédance du circuit de plaque en basse fréquence qui, on le conçoit facilement joue un rôle important; en particulier il suffit souvent de changer le transformateur basse fréquence placé dans le circuit de plaque pour faire apparaître ou disparaître le sifflement précité.

Au point de vue réception, en empêchant de se placer à la limite d'accrochage ce sifflement fait perdre beaucoup de sa sensibilité au récepteur à réaction.

Digitized by Google

On est généralement obligé pour le faire disparaître de diminuer fortement la tension de plaque ou encore la tension du retour de grille, d'ailleurs le plus souvent, aux dépens de l'amplification.

Nous pensons pouvoir dans un prochain article généraliser l'étude précédente, et étudier plus complètement au point de vue analytique les équations du phénomène, qui n'est au fond que la superposition d'une oscillation de relaxation et d'une oscillation pendulaire.

P. GODFRIN.

Digitized by Google

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

LES PROCÉDÉS RADIO-ELECTRIQUES POUR LE GUIDAGE DES NAVIRES ET DES AERONEFS

par P. DAVID,

Docteur ès Sciences.

INTRODUCTION

par le Général G. FERRIÉ.

Les systèmes de guidage des navires et des avions, par procédés radioélectriques, suscitent actuellement un vif intérêt. Plusieurs systèmes totalement différents ont été proposés tant en France qu'à l'étranger. Leurs dispositions techniques et les résultats qu'ils ont permis d'obtenir n'ont pas encore fait jusqu'à ce jour, l'objet d'un exposé d'ensemble.

L'article qu'on va lire comble cette lacune et résume, aussi objectivement que possible, les mérites respectifs des diverses solutions présentées.

Pour porter un jugement définitif sur ces différents systèmes, il faut attendre que des réalisations complètes aient été faites pour tous et que les appareils aient été expérimentés, dans toutes les circonstances de la pratique courante, par une mise en service réelle par ceux-là mêmes qui doivent les employer.

En matière de sécurité maritime ou aéronautique, il convient en effet d'être d'une grande prudence et de ne pas fonder des enthousiasmes prématurés sur l'ingéniosité d'un principe ni même sur des résultats d'expériences à échelle réduite.

G. FERRIÉ.

*
* *

LE GUIDAGE RADIO-ÉLECTRIQUE

Pour les navires, pour les aéronefs, il est évidemment capital de connaître à chaque instant leur position exacte et la route à suivre.

Aux divers moyens employés dans ce but par les marins depuis des siècles : boussole, observations astronomiques, signaux optiques (phares, bouées, etc...), toute une série de moyens nouveaux vient

Digitized by Google

d'être ajoutée par la radiotélégraphie ; et, ces dernières années, de nombreux travaux ont été effectués à ce sujet. L'*Onde électrique* en a déjà rendu compte dans quatre articles (Bibliographie n^os^ 1, 8, 12, 27) et maintes analyses.

Sans faire double emploi avec ces publications antérieures, il n'est peut-être pas inutile d'examiner dans leur ensemble, le problème et ses solutions actuelles ; sans entrer dans le détail de chaque procédé, nous nous efforcerons de faire ressortir ses mérites, ses inconvénients, son ingéniosité théorique et sa valeur pratique.

Par cette comparaison, le lecteur appréciera mieux l'importance des efforts réalisés... et de ceux qui restent à faire.

Hypothèse fondamentale du guidage radio-électrique.

Tous les procédés de guidage radio-électrique, sans aucune exception, reposent sur cette hypothèse commune et généralement implicite, que les ondes électriques se propagent *en ligne droite*, ou mieux, à grande distance, suivant les arcs de grand cercle terrestre.

C'est de là que découle toute l'information fournie par le guidage.

Or, nous devons mentionner au début de cette étude, très expressément, que cette hypothèse est seulement une première approximation.

Approximation d'ailleurs très suffisante (à un degré près) *de jour*, et sur les ondes « moyennes » (600, 1 000 m), généralement employées par les postes côtiers et d'aérodromes, navires et avions, sous réserve de déviations systématiques, peu importantes, dues aux obstacles voisins (37), à la configuration du terrain sur le parcours, et notamment aux montagnes, passages obliques de la mer à la côte, etc. (46, 54 *ter*, 56 [1]), enfin aux conditions météorologiques (22 *bis*, 49).

Approximation déjà plus douteuse la nuit, et surtout aux lever et coucher du soleil, pour ces mêmes ondes. On sait que les radiogoniomètres donnent à ces moments de mauvais résultats (42, 54 *bis*, etc...) même lorsqu'ils sont montés sur avions ou dirigeables loin du sol (42) ; sans doute une partie des déviations peut être due au radiogoniomètre lui-même (58 *bis*), qui fonctionne souvent mal lorsque la polarisation du champ n'est pas celle prévue ; cependant

(1) Par exemple le radiogoniomètre du Bourget doit corriger une erreur systématique pouvant atteindre deux degrés dans la direction de Londres. Cette erreur a subsisté en changeant le radiogoniomètre et son emplacement.

Digitized by Google

il subsiste des déviations avec tous les systèmes, y compris les radiophares reçus sur simple antenne sans pouvoir directif (49).

Approximation, enfin, tout à fait dangereuse en ce qui concerne les ondes « courtes » (au-dessous de 100 m) dès que la distance dépasse une cinquantaine de km (44, 46 *bis*); la propagation est tout à fait fantaisiste, les ondes se réfléchissent irrégulièrement dans la haute atmosphère et un émetteur à ondes courtes dirigées, peut être « relevé » même avec des goniomètres bien corrigés dans des directions qui le situent à plusieurs milliers de kilomètres de sa position réelle (25); on sait même que le signal ayant fait le tour de la terre, peut être plus fort que le signal venu directement.

Ainsi donc, sans insister sur ce point, ce qui serait sortir du cadre de cet article, nous voyons les limitations qui s'imposent d'avance à la précision et à la portée des guidages à distance.

Position du problème. — Qualités d'un guidage.

Les conditions à remplir sont les suivantes :

1° Donner au mobile un guidage pratiquement continu, c'est-à-dire lui faire connaître à tout instant s'il est sur sa route, ou, dans le cas contraire, le sens et l'ordre de grandeur de sa déviation. La précision à exiger dépend des cas; pour un navire ou un avion suivant une route rectiligne éloignée de tout point dangereux, un écart de quelques kilomètres est parfaitement admissible; dans une passe sinueuse ou aux abords d'un aérodrome, une précision de quelques centaines de mètres, et même de quelques mètres, peut être nécessaire; si la vitesse du mobile est grande, cela exige que l'opération du guidage soit presque instantanée.

2° Le guidage doit être sûr, c'est-à-dire sans défaillances, sans erreurs, sans pannes, sans possibilité de brouillages, et si possible permettre un contrôle du bon fonctionnement. Mieux vaut rien du tout qu'un mauvais guidage.

3° L'appareillage de bord doit être simple, commode, léger, peu encombrant : c'est primordial pour un avion, et toujours intéressant, quoique à un moindre degré, pour un dirigeable ou un navire. A ce point de vue les appareils à indications visuelles ont la préférence des usagers. Il est hautement désirable que les appareils puissent servir également au trafic normal, ou de secours.

La simplicité est également recommandable pour les postes à terre.

4° Il est désirable que le guidage soit souple, c'est-à-dire puisse

Digitized by Google

être modifié rapidement en cas de nécessité, et adapté à tous les besoins.

5° Les émissions de guidage doivent encombrer le moins possible la « voie hertzienne ».

Classement des différents procédés.

Les procédés de guidage sont de principes assez divers, et par contre leurs réalisations peuvent se ressembler. Il sont donc très difficiles à classer.

D'une manière un peu arbitraire, nous examinerons d'abord les procédés, de beaucoup les plus nombreux, qui permettent de situer le mobile *par rapport à une droite*, c'est-à-dire les procédés par *alignement* ou *gisement*, fixes ou non.

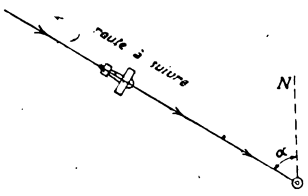


Fig. 1.

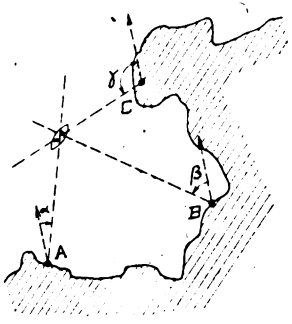


Fig. 2.

Le fait pour un mobile d'être situé sur une droite ne définit pas totalement sa position ; cependant l'information donnée est suffisante si cette droite *coïncide précisément avec la route à suivre* (fig. 1). Dans le cas contraire, il faut renouveler l'opération pour obtenir le recoupement de deux (ou plus) droites ; la fig. 2 représente un mobile situé par son gisement en trois stations fixes A, B, C.

Nous verrons ensuite comment on peut situer le mobile par rapport à une *trajectoire sinueuse* quelconque, et aussi, comment on peut déterminer *directement* sa *distance* à un point fixe.

1re PARTIE. — SYSTÈMES A ALIGNEMENT

Principe. — Pour identifier ou repérer une direction, il faut obtenir que l'émission ou la réception soient *dirigées*.

Tout « aérien » complexe, comprenant plusieurs éléments verti-

Digitized by Google

caux, possède un pouvoir directif. En groupant ces éléments à des distances et avec des phases convenables, on peut obtenir des combinaisons directives très variées (3); il est commode de les caractériser par un diagramme polaire, en portant, dans chaque direction faisant l'angle α avec l'origine, un vecteur $\rho = f(\alpha)$ proportionnel à l'intensité du rayonnement dans cette direction (fig. 3).

Le repérage d'une direction α sera d'autant plus précis que la variation $\frac{d\rho}{d\alpha} = f'(\alpha)$ sera plus grande.

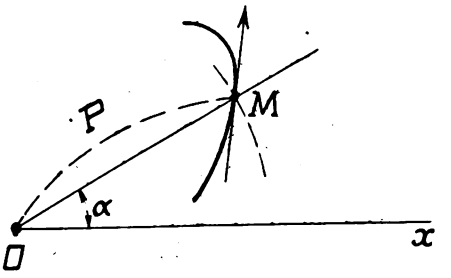


Fig. 3.

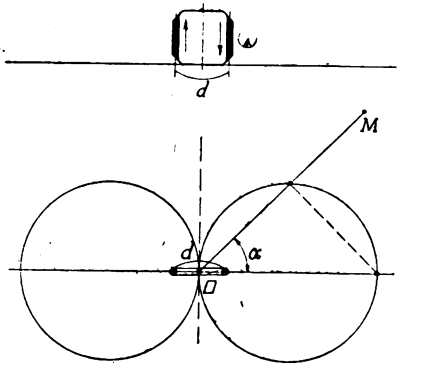


Fig. 4.

Les combinaisons directives utilisées pour le guidage, se ramènent au *cadre*, à la combinaison de *deux cadres*, ou *d'un cadre et d'une antenne*; ou enfin, de plusieurs antennes formant *projecteur* d'ondes très courtes.

Nous rappellerons très brièvement que le *cadre* comporte deux éléments verticaux, dont l'écart d est petit par rapport à la longueur d'onde, et dans lesquels les courants sont opposés (déphasage égal à π); par suite en un point M faisant avec le plan du cadre l'angle α (fig. 4), la différence de phase des rayonnements est

$$\left(\pi \pm \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \alpha\right)$$

et l'effet produit sensiblement proportionnel à $f(\alpha) = \cos \alpha$. Le diagramme, bidirectionnel, est donc représenté par deux cercles. Il y a minimum nul pour $\alpha = \pm \frac{\pi}{2}$ et c'est dans cette position que la variation est la plus rapide $f'(\alpha) = 1$.

Si l'on ajoute au cadre l'effet d'une antenne, supposé égal pour $\alpha = 0$, mais non directif, il faut superposer au diagramme précé-

Digitized by Google

dent un cercle de centre O (fig. 5) ; on obtient ainsi (1) la courbe unidirectionnelle $f(\alpha) = (1 - \cos \alpha)$ en cardioïde qui permet de *lever le doute de 180°* du cadre seul.

Enfin, si l'on prend deux cadres semblables faisant entre eux l'angle φ, on obtient un diagramme symétrique par rapport à cette bissectrice ; et ce qui est intéressant, comme nous le verrons plus loin, c'est que *la différence* des deux rayonnements, proportionnelle à :

$$F(\alpha) = f_1(\alpha) - f_2(\alpha) = \cos \alpha - \cos (\alpha - \varphi)$$

peut varier très vite aux environs de cette bissectrice, alors que le

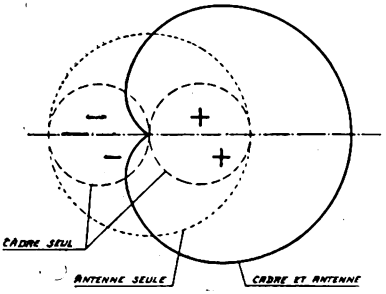


Fig. 5.

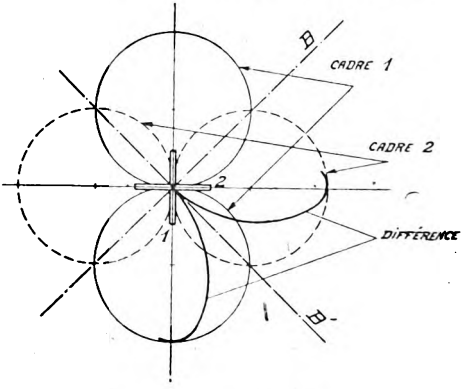


Fig. 6.

champ individuel de chaque cadre est encore relativement grand ; par exemple pour $\varphi = \frac{\pi}{2}$ on a (fig. 6) sur cette bissectrice :

$$f_1(\alpha) = f_2(\alpha) = 0{,}7$$
$$F(\alpha) = 1{,}4$$

nous verrons plus loin les avantages de la réception différentielle.

Les projecteurs à ondes courtes permettent d'obtenir des diagrammes directifs beaucoup plus « pointus », et par suite, en

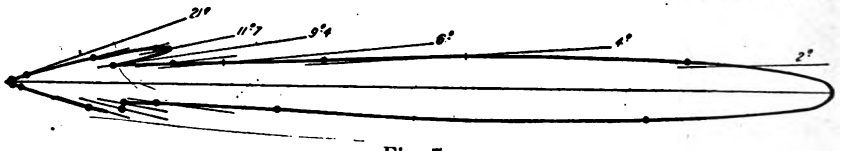


Fig. 7.

apparence, beaucoup plus avantageux (fig. 7.) Ces diagrammes peuvent être à volonté bi-directionnels ou uni-directionnels.

(1) Tenir compte que les deux cercles relatifs au cadre représentent des courants opposés ; par suite, l'un s'ajoute, l'autre se retranche.

Digitized by Google

Nous renvoyons le lecteur aux articles spéciaux sur cette question (Mesny, 45).

Nous allons voir maintenant comment le pouvoir directif de ces divers types d'aériens peut être utilisé, soit à l'émission, soit à la réception.

Premier procédé de guidage. — Stations goniométriques fixes.

Supposons que le mobile fasse une émission d'un type quelconque et soit goniométré simultanément par plusieurs stations fixes (deux au moins). C'est-à-dire que ces stations orientent leur cadre pour avoir l'extinction du signal. — Le mobile est alors dans la direction perpendiculaire au plan du cadre

En reportant sur la carte les gisements trouvés, on aura, au point d'intersection, la position cherchée ; cette indication sera transmise au mobile par un émetteur quelconque.

La précision de l'opération sera d'autant plus grande que les stations fixes seront plus nombreuses, plus rapprochées, et mieux situées (c'est-à-dire dans des directions très différentes par rapport au mobile).

Le croquis de la fig. 2 représente un recoupement de ce genre ; les trois stations A,B,C, travaillent dans des conditions favorables.

Si les directions tracées ne se coupent pas exactement au même point, la dimension du « chapeau » obtenu indique l'ordre de grandeur de l'erreur possible. (Voir les réserves à faire, 22 *ter*).

Le procédé a donc l'avantage d'être très sûr ; il n'exige du mobile aucun autre effort que de transmettre quelques instants et d'écouter ensuite la réponse.

En revanche il exige, l'organisation de tout un réseau de stations fixes, constamment sur écoute, et communiquant rapidement ensemble et avec l'émetteur de réponse. Même avec un personnel entraîné et discipliné, la succession des opérations demandera quelques minutes. Il ne peut être appliqué que pour un seul mobile à la fois, ce qui peut être gênant en cas de trafic intense. Enfin, la forme des antennes d'avion peut à faible distance perturber les relèvements pris sur eux (58 *bis* discussion) ; et le mobile lui-même ne disposant d'aucun contrôle, doit se fier aveuglément aux indications qui lui sont envoyées.

Ce procédé est employé depuis très longtemps ; il a servi pendant la guerre à suivre le déplacement des forces navales ou aériennes. Actuellement il est encore très en faveur ; presque tous les pays l'emploient pour les navires : France et Algérie, seize sta-

Digitized by Google

tions; Allemagne, trois; Grande Bretagne, neuf; Etats-Unis, environ cinquante, etc.

Pour les avions, le procédé s'emploie beaucoup en Europe; un service fonctionne très régulièrement sur la ligne Paris-Londres (stations Le Bourget, Valenciennes, Croydon) (fig. 8).

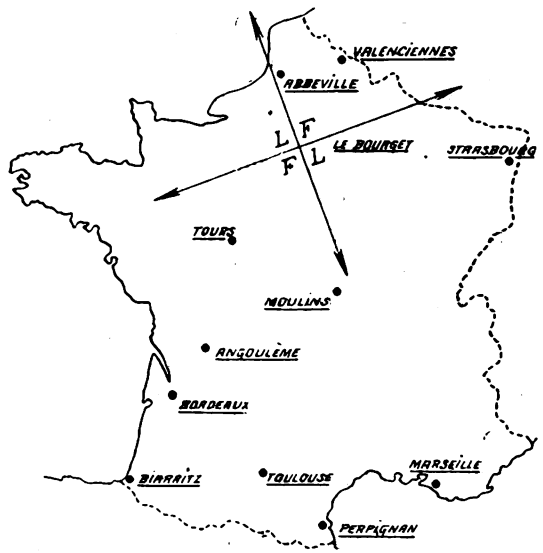


Fig. 8. — Carte des stations gonio.

En Allemagne il existe une douzaine de stations, etc. (26).

Aux Etats-Unis le procédé n'est pas utilisé sur les lignes aériennes, sans doute parce qu'il exige un poste émetteur à bord de l'avion et que peu d'appareils commerciaux américains en sont pourvus (60).

La plupart des stations terrestres emploient le radiogoniomètre à cadre mobile avec levée du doute de 180° par antenne auxiliaire, modèle réalisé un peu partout sous des formes très satisfaisantes (par exemple 2, 23, 26, 37, 46, 29, 63, ...)

Deuxième procédé de guidage. — Goniomètre unique à bord du mobile.

Si le mobile est équipé avec un goniomètre, il peut faire lui-même des relèvements sur les stations fixes (1), la précision de chaque relèvement est de l'ordre de quelques degrés.

(1) Les masses métalliques du navire de l'avion introduisent, il est vrai, des erreurs systématiques de relèvement; mais on les mesure une fois pour toutes et on les corrige ensuite.

Digitized by Google

C'est, à peu de chose près, mais par procédés radio-électriques, l'opération que font constamment les navires pour se repérer sur les signaux et les phares de la côte.

La méthode est employée depuis très longtemps. En particulier, en France, dès 1911, certains phares furent équipés de dispositifs automatiques, étudiés par Blondel (1), pour émettre en temps de brume des signaux sur lesquels les navires puissent radiogoniométrer (30). La fig. 9 montre la disposition des deux premiers à l'entrée de Brest.

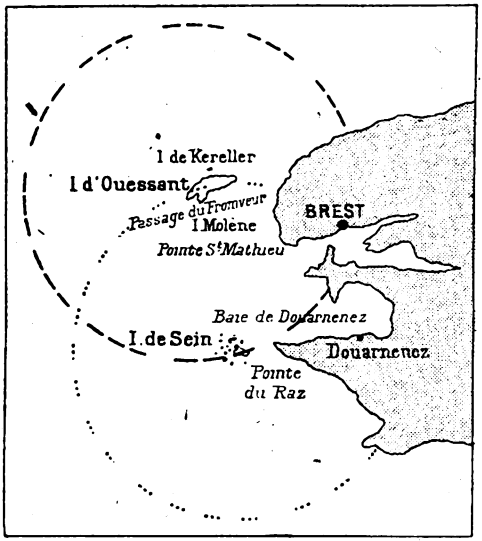


Fig. 9. — Entrée du port de Brest signalée par les radio-phares de Sein et d'Ouessant.

Depuis cette époque, des installations modernes à ondes entretenues ont été réalisées ; le programme actuel comporte 25 « phares » de brume (portée 50 milles), plus quatre « de grand atterrissage » (portée 250 milles) (34 *bis*, 64).

La fig. 10 représente le bateau-feu du Havre, qui possède, en plus de son feu lumineux, un émetteur de brume et un radiogoniomètre.

Des réseaux analogues existent dans divers autres pays (Angleterre, Allemagne, Etats-Unis).

(1) L'étude avait été demandée dès 1897 par M. Bourdel, Directeur des Phares; les premiers brevets datent de 1901 et les premières expériences furent faites en 1908 à La Rochelle à bord du Léonce-Reynaud. (Notice du Service des Phares, Exposition Franco-Britannique, 1908). (Documents communiqués par M. Blondel à l'auteur).

Digitized by Google

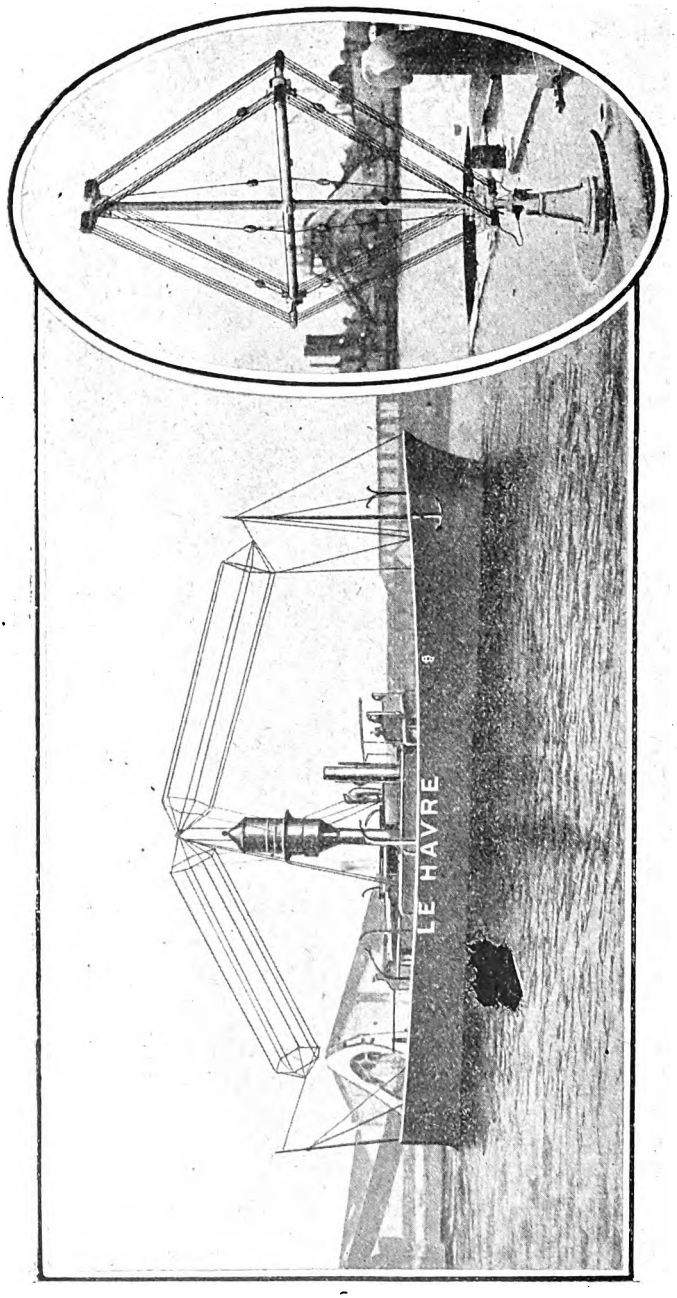


Fig. 10. — Bateau-feu du Havre.
(Figure extraite de la revue " LA NATURE ", nº du 15 octobre 1927, page 551, avec l'aimable autorisation de l'éditeur).

Digitized by Google

Les navires en font le plus grand usage. Le radiogoniomètre est ordinairement disposé sur la passerelle et sous le contrôle immédiat du commandant, qui apprécie la sûreté des relèvements. L'encombrement n'est pas excessif dans ce cas ; la nécessité d'avoir un opérateur spécialiste n'est pas une sujétion, puisque l'on a un radio à bord ; enfin le radiogoniomètre peut servir à situer des navires proches, à éviter les collisions, à secourir les détresses, etc.

Enfin le système est très souple, et permet d'utiliser, à défaut de

Fig. 11. — Avion équipé pour radiogoniométrie.

postes émetteurs spéciaux, tous les postes en action aux environs (côtiers, radio-diffusion, etc.) ; dans ce cas l'encombrement produit dans la voie hertzienne est nul.

Ces avantages se retrouvent dans la navigation aérienne des dirigeables et avions à grande capacité de transport. Par exemple le dirigeable allemand Graf-Zeppelin possède un radiogoniomètre dont le rôle, au cours de ses voyages, s'est montré « particulièrement important » (26) ; de même le dirigeable britannique R. 100, au cours de ses essais d'endurance (26 au 28 janvier 1930), a navigué pendant quinze heures consécutives dans la brume en se guidant presque exclusivement sur son radiogoniomètre. Sur avion le procédé a été expérimenté notamment en France par Frank (27, 28), au cours de plusieurs voyages ; il estime les résultats assez impor-

Digitized by Google

tants pour que l'emploi du radiogoniomètre puisse devenir pro. chainement obligatoire à bord des avions de transport public. Des conclusions également favorables ont été données en Allemagne par Gloekner (31).

Les appareils employés à bord reproduisent, sous volume aussi réduit que possible, les radiogoniomètres de stations fixes. Le cadre mobile est tantôt à l'intérieur, tantôt à l'extérieur du fuselage ou des nacelles ; la fig. 11 représente un Goliath-Farman équipé de cadre extérieur. Comme c'est le minimum de réception, l'extinction, qu'il faut déterminer avec soin, le bruit extérieur est assez gênant, et diminue un peu la précision : on a soin d'amplifier beaucoup. On a proposé également (52, 58) d'employer deux cadres perpendiculaires et de travailler, non plus à l'extinction, mais à l'égalité des sons.

Pour éviter les perturbations électriques des magnétos, le système d'allumage doit généralement être blindé très soigneusement.

Sous cette forme, malheureusement, le radiogoniomètre présente un vice rédhibitoire pour son emploi à bord des petits avions (postaux, tourisme, etc) ; il exige un *opérateur spécialiste*. On s'est donc ingénié à rendre le radiogoniomètre automatique, ou à lui substituer, d'autres solutions plus simples.

Variante de la solution précédente ; radiogoniomètre automatique à bord, « boussole hertzienne ».

Il serait bien intéressant de réaliser un appareil automatique donnant, par *lecture directe*, la direction d'une émission donnée, c'est-à-dire son « cap ». Par analogie avec la boussole magnétique qui donne le Nord, un tel appareil pourrait être appelé « boussole *hertzienne* ».

Il simplifierait toujours beaucoup la tâche de l'opérateur, auquel il ne resterait plus qu'à tracer les relèvements sur la carte ; et même dans un certain cas particulier, il fournirait, instantanément, et sans aucune autre manœuvre, les indications nécessaires sur la route a suivre, c'est le cas où le mobile *se dirige précisément* vers le poste goniométré. Alors, pour être dans la bonne route, il suffit de faire marquer constamment « zéro » à la boussole hertzienne (1) ; c'est à la portée du pilote et d'une simplicité absolue (Une petite correction serait à faire en cas de dérive transversale, mais cela ne semble pas gênant dans la pratique).

Cette méthode s'emploierait aisément sur les routes fréquentées,

(1) Le cadre supposé perpendiculaire à l'axe de l'avion.

Digitized by Google

puisque des postes émetteurs existent dans tous les ports et aéroports importants. Il suffirait de les faire émettre assez souvent, ou en permanence ; l'émission peut être entretenue non modulée, la bande de fréquence occupée serait réduite au minimum.

Artom a proposé des appareils de ce genre dès 1922 (1 *bis*), Busignies a décrit (12) deux types de boussole hertzienne, l'une à double cadre, l'autre avec cadre et antenne.

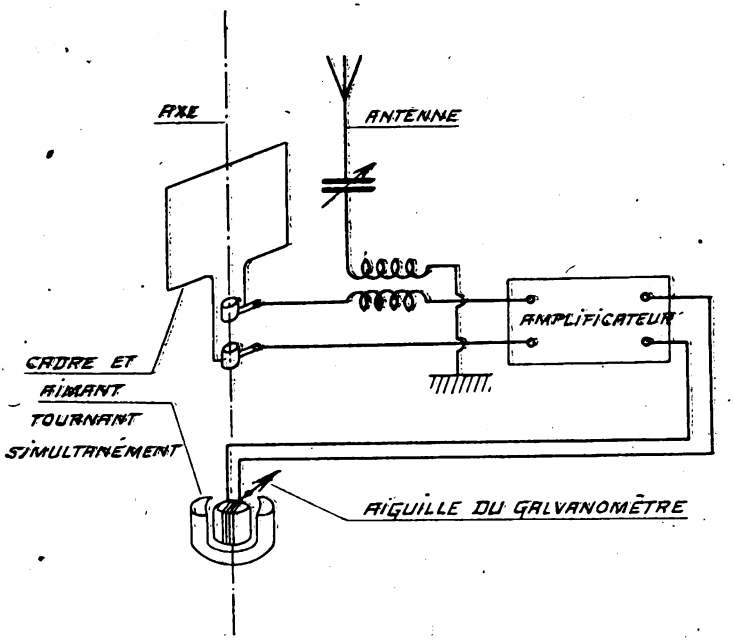


Fig. 12. — Principe de la « boussole hertzienne ».

Dans son modèle actuel (fig. 12) on a une combinaison cardioïde tournante ; c'est-à-dire que l'antenne est fixe et que le cadre tourne (10 tours par seconde environ). La réception d'un émetteur donnée est donc toujours maximum, lorsque le cadre passe dans une certaine position. Ce résultat est enregistré par un galvanomètre ayant assez d'inertie pour « intégrer » le courant à chaque tour ; ce galvanomètre reçoit le courant sortant de l'amplificateur et son aimant tourne en synchronisme avec le cadre ; de telle sorte que finalement l'aiguille indique directement la position de l'émetteur de 0° à 360° sans aucun doute possible, et avec une excellente précision (deux degrés). La fig. 13 représente l'ensemble de l'appareil (1).

(1) L'appareil sera décrit en détail dans un article que nous publierons prochainement.

Digitized by Google

Ce dispositif paraît fort ingénieux ; il sera probablement mis bientôt en service régulier.

Hell (34) á signalé avoir construit et essayé depuis 1927 un appareil analogue, utilisant aussi la combinaison unidirectionnelle cadre-

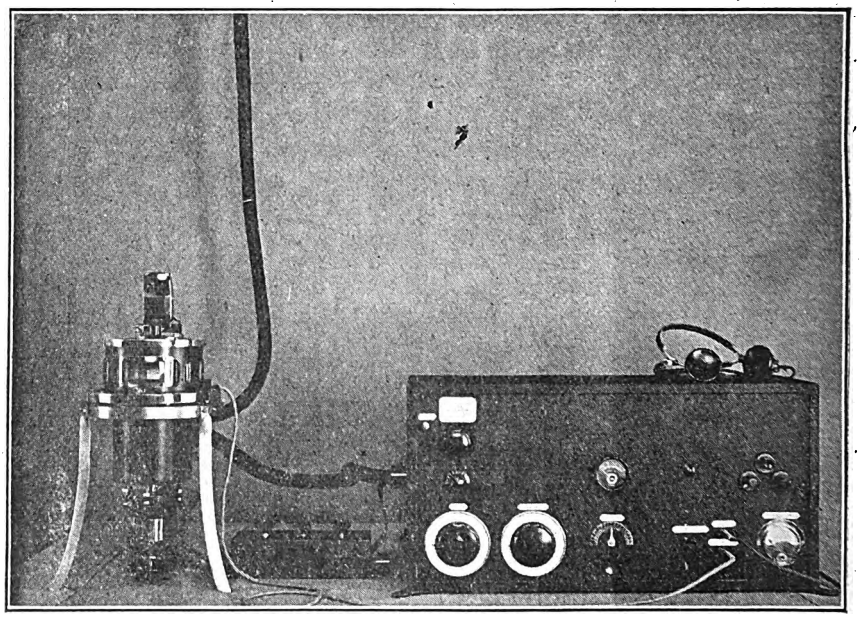


Fig. 13. — Boussole hertzienne.

antenne ; la phase des courants dans l'antenne et le cadre, après amplification, est évaluée par une sorte de wattmètre.

Troisième procédé de guidage : Emetteur dirigé tournant.

Supposons un émetteur à pouvoir directif accentué, tournant d'un mouvement uniforme à la station fixe. Chaque fois qu'il passe dans certaines directions repères (Nord, Est... par exemple), un signal caractéristique est émis, soit par lui, soit par un émetteur auxiliaire non dirigé (afin d'être entendu dans toutes les directions).

Un mobile muni d'un récepteur quelconque et d'une montre, n'aura qu'à compter le temps entre l'un des signaux repères, et l'instant où la réception passe par un maximum (ou un minimum, suivant le cas). Il en déduira l'angle dont le faisceau a tourné pour l'atteindre, c'est-à-dire son gisement par rapport à la station fixe (fig. 14).

Digitized by Google

Ce procédé a évidemment l'avantage de supprimer tout appareillage spécial à bord du mobile ; une seule opération reste à faire : compter un temps, et reporter l'angle correspondant sur la carte (une graduation spéciale ou un rapporteur gradué en temps, sont faciles à imaginer).

La précision dépend : de l'acuité du faisceau dirigé, c'est-à-dire de

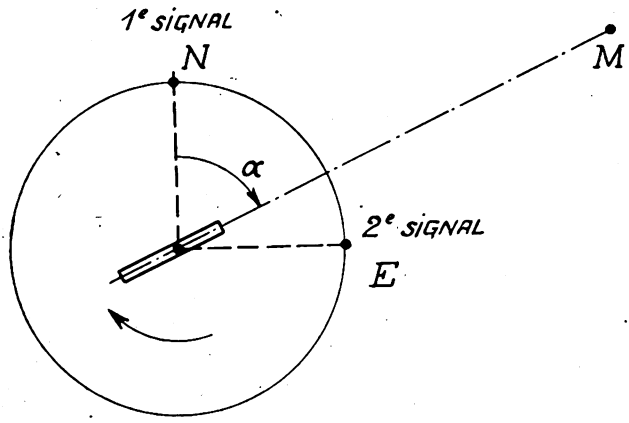


Fig 14. — Principe du guidage par émetteur dirigé tournant.

la précision avec laquelle on peut évaluer le maximum (ou le minimum) d'audition ; de la vitesse de rotation, qui doit être assez faible pour que l'équation personnelle de l'opérateur ne se traduise pas par un angle d'erreur appréciable. En fait la première est de l'ordre du degré ; en faisant tourner le système d'un tour par minute, par exemple, il faudra apprécier le 1/6 de seconde, ce qui est un maximum. D'autre part tourner trop lentement allongerait les opérations et rendrait plus floue l'appréciation du point exact.

L'émission peut être dirigée par deux procédés :

Ou bien, sur ondes « moyennes » et longues, en employant un *cadre*. Blondel le proposait en 1912 (4), l'essayait en 1919 ; les expériences furent reprises ultérieurement par le Service Technique de l'Aéronautique et la Radiotélégraphie Militaire, au moyen d'un émetteur installé à Meudon. Elles se poursuivent avec des résultats encourageants, et un appareil d'études plus puissant est en construction à Abbeville (fig. 19).

Mais surtout ce système a été très étudié en Angleterre par Smith Rose, etc. (56), sur un appareil installé à Fort-Monkton. Sa réalisation s'est montrée assez délicate ; on y rencontre, aggravées, les

Digitized by Google

mêmes difficultés que dans le radiogoniomètre récepteur. Non seulement il faut « compenser » tout effet d'antenne, éviter toute variation de longueur d'onde ou d'intensité au cours de la rotation, mais encore le faisceau peut être dévié par des obstacles locaux (falaises, nappes de fils enterrées... etc.) et l'erreur peut atteindre 10 degrés. C'est une étude systématique à faire dans chaque cas particulier.

La rotation d'un cadre unique présente à l'émission le même inconvénient qu'à la réception : c'est le minimum qui est précis, donc l'extinction ; or elle est gênante à constater s'il y a du bruit extérieur et des brouillages. Pour y remédier on a proposé (25 *bis*) de faire tourner des ensembles de cadres croisés comme ceux étudiés au paragraphe suivant ; cela devient bien compliqué.

Mentionnons enfin que l'émission sur cadre est peu puissante (hauteur effective faible) ; pour cette raison, et aussi puisque l'émission est faite en ondes entretenues, le brouillage produit est minime.

Au lieu d'employer un cadre, on peut, sur ondes très courtes, employer un « réflecteur », rideau, miroir,... ou autre combinaison complexe d'antennes à pouvoir directif élevé. C'est ce que fit Marconi avec un phare à réflecteur parabolique sur la longueur d'onde 6 m. installé à South-Foreland depuis 1925 (61). D'autre appareils analogues ont été installés depuis en Angleterre (14).

Malheureusement les ondes de quelques mètres ne sont pas reçues couramment par les navires ou les avions, leur portée est très limitée ; d'autre part, pour avoir des faisceaux bien dirigés, il faut encore des réflecteurs assez encombrants ; leur entretien sur plateforme tournante dans des endroits généralement fort exposés aux bourrasques, semble devoir ménager bien des désagréments.

Le système prête pourtant à des combinaisons intéressantes qui peuvent être employées dans l'avenir (6,7)

Quatrième procédé : émetteur dirigé fixe.

Toutes les fois que la route suivie par le mobile est sensiblement une droite (cas général des avions), il est inutile de faire tourner l'émetteur dirigé ; on peut se contenter de jalonner la direction fixe choisie.

Il semble d'abord que cette solution soit plus simple que la précédente, et qu'on puisse se contenter d'émettre sur cadre ou sur réflecteur immobiles. En réalité, un système aussi rudimentaire est inutilisable : d'abord, dans le cas du cadre, parceque la direction de

Digitized by Google

relèvement précis est, comme nous l'avons déjà noté, celle de l'extinction, et qu'il est paradoxal de se guider sur un minimum de réception ; ensuite et surtout, parce qu'un tel système directif est symétrique par rapport à la route, de telle sorte que si le mobile vient à dévier accidentellement, il ne sait pas de quel côté il se trouve.

On doit donc compléter le système pour différencier *la droite et la gauche* de l'alignement repéré.

a) Une première solution est fournie par l'emploi des cadres croisés, dont nous avons déjà parlé à propos de la réception, et dont l'emploi pour différents usages a été suggéré depuis longtemps. (p. ex. 9,52...) et dont les premiers essais semblent avoir été faits en 1907 par Sheller (54). L'idée est très simple (fig. 6) ; deux cadres faisant entre eux un angle assez grand, de 90 à 135°, sont orientés de manière que leur plan bissecteur contienne la route à suivre. On transmet avec une égale force alternativement sur l'un et l'autre, des signaux différents. Tant qu'il est dans le droit chemin, c'est-à-

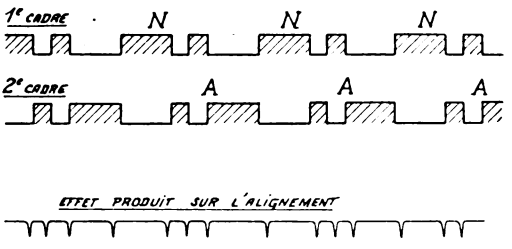


Fig. 15.

dire dans le plan bissecteur, le mobile pourvu d'un récepteur quelconque, entend donc les deux signaux avec la même intensité ; dès qu'il s'écarte, la réception de l'un des cadres diminue, celle de l'autre augmente : l'inégalité est très sensible à l'oreille. Les signaux des deux cadres étant différents, celui qui prédomine indique le côté vers lequel le mobile a dévié.

Sous cette forme, avec des émissions amorties, le système fut essayé à terre et en avion par Engel et Dunmore en 1923 (26 *bis*) avec de bons résultats. Un petit perfectionnement pratique fut introduit pour rendre l'appréciation de l'égalité plus facile ; l'une des émissions est la contremanipulation de l'autre (par exemple A et N, figure 15), de sorte que si l'on est dans la bonne direction, on entend un trait continu.

Des radio-phares de ce genre furent installés en août 1927 au départ

Digitized by Google

(San-Francisco) et à l'arrivée (Honolulu) du raid transpacifique « Dole Derby » de 4.000 km (53)

Le succès en fut complet. Le gagnant du raid déclara avoir constamment été guidé par l'un au moins des deux phares, avec une précision de l'ordre *d'une dizaine* de km à *deux mille* km en mer. Deux autres appareils ne profitèrent que partiellement du guidage, leurs récepteurs étant en panne.

A la suite de cette étude, le Department of Commerce a installé aux Etats-Unis tout un réseau de radio-phares de ce système. (33,60),

En France, un transmetteur du même genre a été établi près du Bourget par Du Bourg De Bozas (Société d'Entreprises Electrotechniques) et guide les avions de la ligne Paris-Londres, jusqu'à la côte anglaise; les directions de guidage, au nombre de 4, sont reportées sur la figure 8.

La puissance est de l'ordre du kilowatt. Les cadres sont perpen-

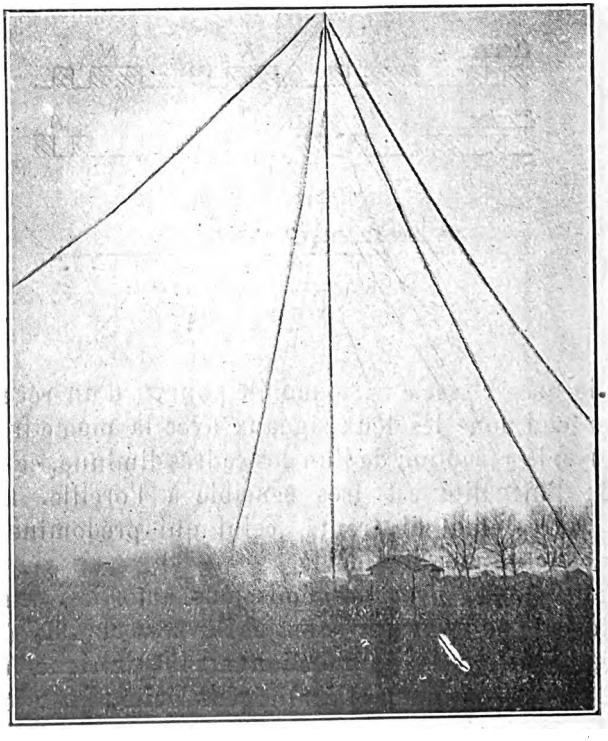


Fig. 16. { Radiophare du Bourget. Ensemble.

diculaires et supportés par un mât de 50 m. de hauteur. Le

Digitized by Google

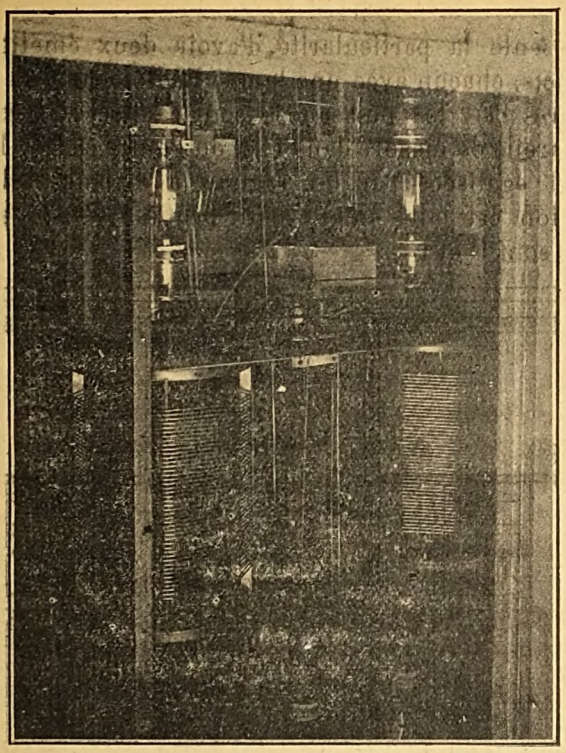


Fig. 17. — Vue des deux postes émetteurs jumeaux.

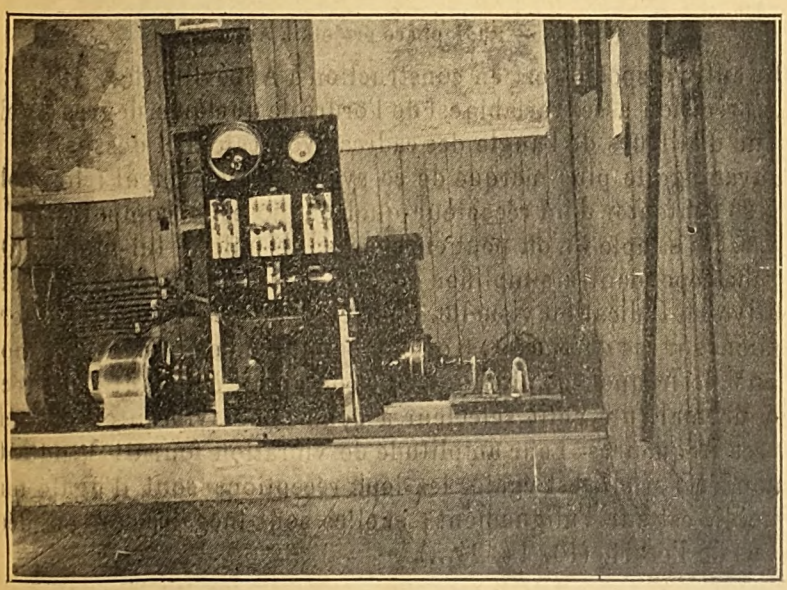


Fig. 18. — Vue du groupe générateur.

Digitized by Google

système présente la particularité d'avoir deux émetteurs entièrement distincts, chacun avec une lampe Radiotechnique 954 (visibles sur la figure 17); les puissances sont égalisées en intercalant les mêmes appareils de mesure dans l'un ou l'autre cadre ; les longueurs d'onde sont égalisées par un réglage à distance télécommandé. L'alimentation est faite en alternatif brut à 1.000 p : s. Les lettres manipulées sont F et L.

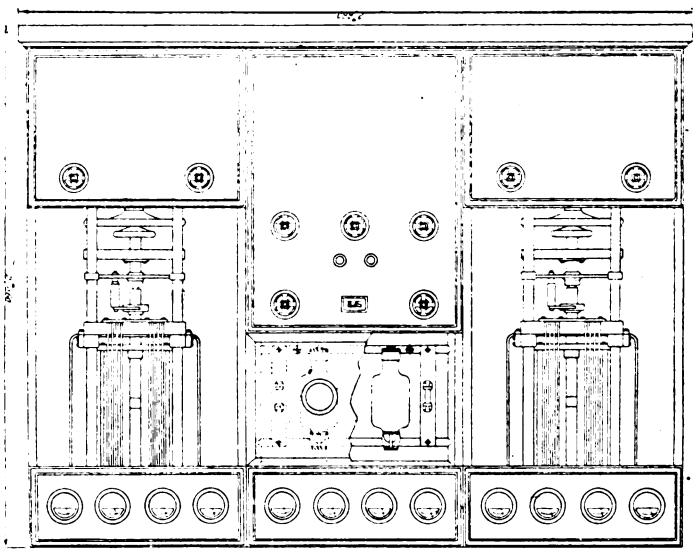


Fig. 19. — Radiophare projeté à Abbeville.

Un autre dispositif est en construction à Abbeville (fig. 19).

La précision assez variable est de l'ordre de quelques degrés (1) elle ; dépend d'ailleurs de l'angle des cadres (voir calcul ci-dessus).

L'avantage le plus marqué de ce système est évident : le mobile peut se contenter d'un récepteur quelconque et la comparaison des sons est si simple qu'on peut en charger le pilote lui-même. On a cherché cependant à simplifier encore, en transformant l'indication auditive en indication visuelle. Pour cela, au lieu d'émettre alternativement sur les deux cadres, on émet simultanément avec des modulations de fréquences différentes ; et on ajoute à la suite du récepteur normal, un petit sélecteur à deux lames vibrantes accordées sur ces fréquences. Leur amplitude de vibration fournit l'indication demandée : si elle est égale, les deux réceptions sont d'égale force, le mobile est sur l'alignement ; si elles sont inégales, on en déduit le sens de l'écart. (10, 17, 24...)

(1) Aux essais, on a trouvé pour le radiophare du Bourget environ un degré de part et d'autre de l'axe.

Digitized by Google

Le sélecteur étant réalisé avec un encombrement et un poids minimes, on garde tous les avantages ci-dessus et on dégage le pilote de la nécessité d'écouter : un simple coup d'œil lui permet, quand il le désire, de connaître le sens et la grandeur de sa déviation.

Du point de vue avion, il est difficile de trouver mieux, et le système semble extrêmement séduisant.

Il subsiste quelques inconvénients concernant la station fixe. En particulier, on a quatre directions de guidage, dont trois généralement inutiles et même nuisibles ; en particulier, si le phare marque le terminus d'une route, il est dommage que le faisceau à 180° la prolonge, ce qui risque d'égarer le pilote en lui faisant dépasser le but.

De grands efforts ont été faits aux Etats-Unis pour remédier à cet inconvénient. Stowell (59) rend le radio-phare unidirectionnel en lui adjoignant une antenne non dirigée ; de même que dans la combinaison « cardioïde » rappelée au début de ce travail, la relation de phase peut être choisie de manière que les rayonnements du système dirigé et de l'antenne s'annulent dans un certain azimut. Kear et Jackson, (35), Diamond (19) déplacent arbitrairement les directions de guidage les unes par rapport aux autres, de manière que le même phare puisse jalonner simultanément plusieurs routes aboutissant au même aéro-port dans des directions quelconques; il suffit d'employer une antenne auxiliaire réglée différemment, ou bien de rendre inégales les émissions (ou les modulations) dans les deux cadres, pour créer une dissymétrie. Ces modifications ont été adaptées avec succès à deux radio-phares de réseau américain, Bellefonte et Hartley Field.

Enfin Bellinger et Diamond (18) proposent d'employer un radiophare à trois cadres pourvus de trois modulations différentes. On obtient ainsi douze bissectrices sur lesquelles les réceptions, prises deux à deux, sont égales. L'avion sera pourvu de trois lames vibrantes dont il pourra mettre à volonté deux quelconques en service, ce qui lui permettra de choisir celui des alignements correspondant à sa route.

Ainsi perfectionné, le système devient réellement remarquable. Il lui reste l'inconvénient d'un réglage délicat au poste fixe à terre, et celui, plus grave, que les émissions sont faites en ondes modulées et que l'un des deux cadres s'entend toujours, d'où un brouillage intense aux environs : les Américains en souffrent déjà.

b) Une seconde solution, extrêmement ingénieuse aussi, est celle adoptée en France par la Société des Ondes dirigées (Aicardi, 1).

Digitized by Google

Sous sa forme la plus générale, elle consiste à « balancer » systématiquement la direction de guidage, d'un certain angle de part et d'autre de l'alignement fixe, en lui appliquant des modulations telles que le mobile identifie facilement sa position dans la zone balayée.

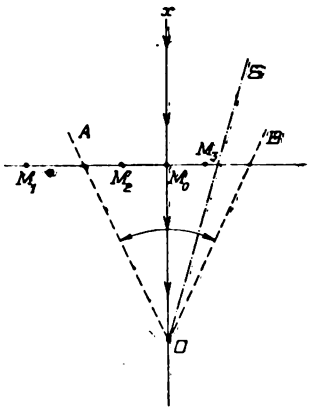


Fig. 20. — Balancement de la ligne de silence.

Rappelons brièvement ce principe. Supposons par exemple (fig. 20) que l'on fasse en O une émission dirigée, qui soit entendue partout, sauf le long d'une ligne de silence OS (ce pourrait être une émission par cadre perpendiculaire à OS). Mais cette ligne de silence n'est

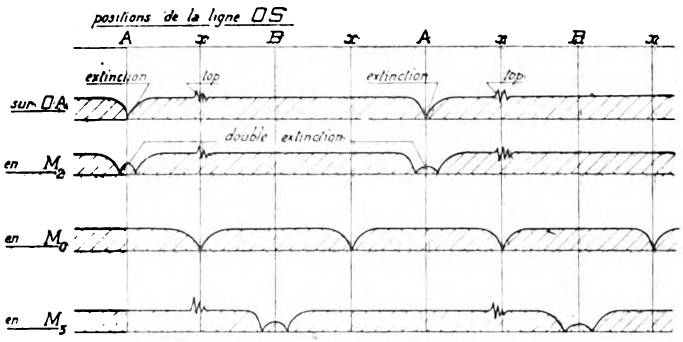


Fig. 21. — Effet produit.

pas fixe, et ne coïncide pas en permanence avec l'axe de guidage Ox. Elle oscille périodiquement à une fréquence n, entre deux positions extrêmes symétriques, OA et OB ; enfin, un signal caractéristique (*top* modulé, ou changement de note) est émis à chaque période,

Digitized by Google

lorsque la ligne de silence OS passe sur Ox dans *le sens AB* (mais non dans le sens BA).

Dès lors un mobile muni d'un récepteur quelconque observera les phénomènes suivants : en M_1 ou M_4, audition continue avec les tops, variable peut-être, mais sans extinctions, signifiant qu'on est dans le rayon d'action du phare, mais hors de la zone repérée.

En arrivant en A (fig. 21) les silences apparaissent lorsque la ligne OS arrive à sa position extrême, c'est-à-dire avec la fréquence n ; si l'on pénètre plus avant dans la zone balayée, en M_2 l'extinction se dédouble (puisque la ligne de silence passe en M_2 un peu avant, puis un peu après son passage en A) ; cette double extinction, *précédant le top*, caractérise la zone de gauche du faisceau. A mesure qu'on se rapproche de Ox les extinctions s'écartent de plus en plus ; au point M_0 elles divisent également la période, ce qui caractérise l'axe de guidage. Dans la zone de droite, en M_3, on aurait de nouveau deux extinctions, mais cette fois *suivant le top* caractéristique.

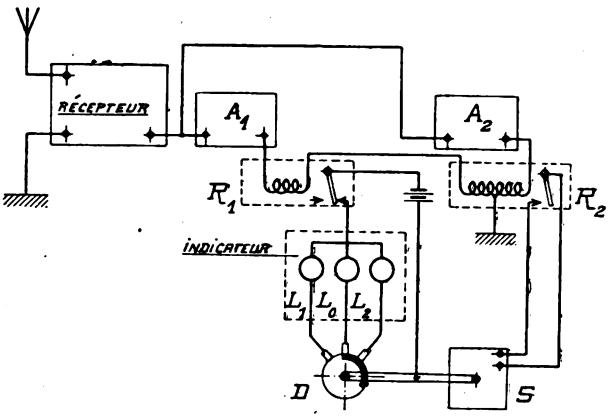


Fig. 22. — Principe de l'indicateur visuel.

Il est aisé de se repérer au son d'après ce petit code ; mais on peut doter l'appareil d'un indicateur visuel ; il suffit d'ajouter au récepteur un système de relais et de tambour synchronisé par les tops, lequel ferme au moment de l'extinction le circuit de telle ou telle lampe, indiquant l'écart par rapport à l'axe de guidage.

La fig. 22 en indique le principe ; à la sortie du récepteur un amplificateur A_1 actionné par la note de modulation fait fonctionner en permanence le relai R_1, sauf lors des extinctions ; à ces instants le contact de repos se trouve fermé, et le courant est distribué par

Digitized by Google

le tambour D à l'une des trois lampes $L_1 L_0 L_2$ qui clignote. La position du tambour D à cet instant est réglée par le synchroniseur S, commandé par le relai R_2 qui fonctionne différentiellement sous l'action des amplificateurs A_1 (réglé sur la note normale de l'émission) et A_2 (réglé sur la note de « top »).

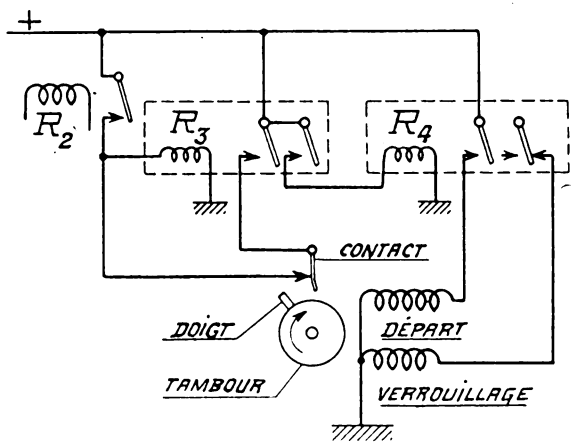


Fig. 23. — Synchroniseur.

La fig. 23 représente le détail du synchroniseur, très analogue aux dispositifs courants.

L'émission pourrait être, comme nous l'avons d'abord supposé, faite par un cadre tournant; on aurait alors l'inconvénient déjà signalé de travailler en permanence aux environs du minimum, c'est-à-dire sur des signaux très faibles. Il est évidemment meilleur de réaliser une « ligne de silence » sur laquelle l'onde entretenue soit encore puissante, mais sur laquelle la modulation seulement disparaisse. Pour cela on emploie deux antennes écartées d'une fraction appréciable de longueur d'onde; elles sont alimentées par le même émetteur, l'une en entretenues pures puissantes, l'autre en modulées moins puissantes. Dans tout l'espace, aux environs, la superposition des deux ondes produit une onde résultante modulée; sauf, cependant, le long de certaines lignes « nodales », où, leur déphasage étant $\pi/2$, la variation d'amplitude de la seconde n'influe pas sur l'amplitude résultante. (Nous renvoyons à l'article Aicardi cité pour la discussion du nombre et de la position de ces lignes nodales). C'est une de ces lignes nodales que l'on utilise en OS, et pour la déplacer, il suffit de changer le déphasage du courant dans les deux

Digitized by Google

antennes en désaccordant périodiquement l'une d'elles au moyen d'un condensateur tournant.

Le principe de l'appareil peut d'abord paraître compliqué ; la réalisation à laquelle il conduit ne l'est cependant pas plus que celle des cadres croisés, et les avantages sont du même ordre. Le balancement de la ligne est obtenu en dernière analyse, par la simple rotation d'un condensateur ; la largeur du secteur balayé est variable à volonté dans de grandes limites.

Des expériences faites sur navires au Havre depuis 1927, et sur avions à Saint-Cyr, ont montré que la précision était de l'ordre du degré à des distances atteignant 60 ou 80 km.

DEUXIÈME PARTIE. — TRACE DE ROUTES SINUEUSES. APPRÉCIATION DE LA DISTANCE.

Les procédés que nous avons étudiés jusqu'ici sont tous « par alignement ; » c'est-à-dire qu'ils situent le mobile par rapport à une droite, soit fixe, soit variable et connue.

Il nous reste à voir quelques procédés permettant ou bien de tracer des routes sinueuses, ou bien d'évaluer les distances.

Guidage par câble

Le principe de ce guidage est immédiat : le long de la route à suivre on dispose un câble-pilote dans lequel circule un courant alternatif intense. Le champ créé aux environs, permet, par son intensité et sa direction, de repérer la position du mobile par rapport au câble et de « suivre » celui-ci.

Le courant employé est ordinairement à fréquence musicale, ce qui fait que le procédé n'est pas, en toute rigueur, radio-électrique ; nous le mentionnons néanmoins, vu son importance.

Cette idée semble fort ancienne ; sans remonter à sa forme primitive : le fil d'Ariane, Loth (39 *bis*) et Crossley (15) citent des antériorités datant de 1884 et 1892. Haardt, Owens revendiquent (33) la date de 1904. Mais l'idée ne prit de valeur réelle que plus tard, quand on fut en mesure de la réaliser. D'après Bourgonier, le système fut d'abord utilisé en Allemagne sur une grande échelle vers 1917 pour le guidage des sous-marins ; mais nous n'avons pu recueillir là-dessus aucun document certain. D'autres essais furent entrepris vers 1918, 1919 dans divers pays (15, 16, 51) et notamment en France

Digitized by Google

par Loth (39 *bis*). Ces derniers eurent lieu à Brest. Un alternateur avait l'un de ses pôles mis à terre, l'autre relié à l'entrée du câble immergé ; l'extrémité lointaine de ce câble était connectée à une plaque de cuivre ; le retour du courant se faisait par l'eau de mer (fig. 24). Un bâtiment, pourvu de trois cadres placés dans trois plans perpendiculaires, d'un amplificateur et de commutateurs convenables (fig. 26) pouvait déceler le câble à 2 ou 3 km de distance, savoir de

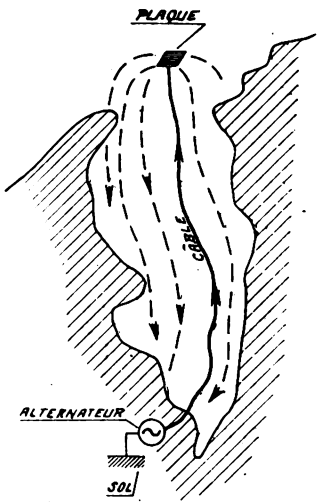


Fig. 24. — Premier type de câble immergé.

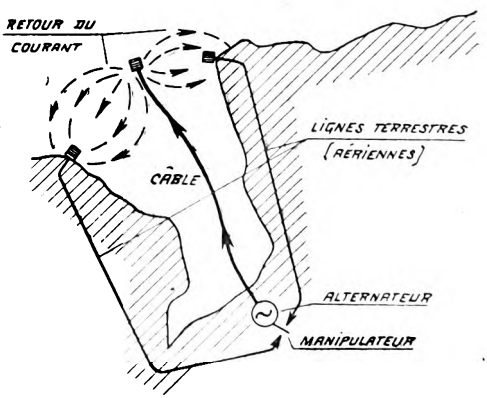


Fig. 25. — Câble avec retours latéraux.

quel côté il se trouvait, s'en rapprocher et connaître, à quelques mètres près, l'instant où il passait dessus.

D'autres câbles de ce type ont été installés à la Corogne par Loth, à New-York par Crossley...

L'inconvénient du système est le retour des lignes de courant par la mer ; elles peuvent vagabonder, et produire, notamment aux coudes, des champs parasites appréciables ; de telle sorte que le champ total peut n'avoir plus du tout la forme théorique et il en résulte de graves erreurs.

Pour y remédier, Loth fait revenir le courant latéralement, sur deux plaques immergées, reliées par lignes terrestres à l'alternateur (fig. 25). En outre, une manipulation différente est faite sur les deux lignes (d'un côté des traits, de l'autre des points). De la sorte, un navire arrivant du large peut connaître de quel côté il se trouve, infléchir sa route en conséquence, et venir prendre le câble sans

Digitized by Google

difficulté. Une fois là, plus d'erreur possible, puisque nulle ligne de courant ne longe plus le câble (1).

Les avantages du système sont évidents : guidage continu et très sûr, appareillage nécessaire à bord très réduit ; indépendance vis-à-vis de toutes transmissions radio-électriques.

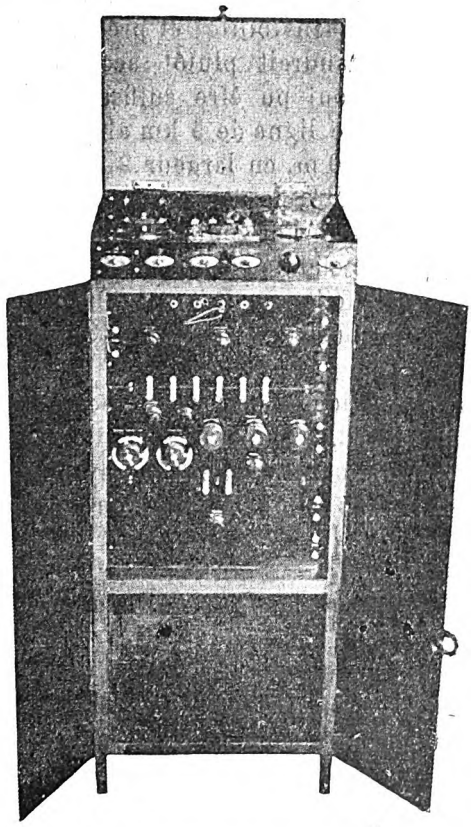


Fig. 26. — Appareil récepteur pour guidage par câble.

Toutefois, la nécessité de lignes terrestres assez longues est une complication, d'autre part, un câble au fond d'une passe est toujours vulnérable et peut être coupé par un grappin malencontreux.

Tout ceci concerne les navires ; mais la méthode est également applicable au guidage des avions, aux environs du terrain d'atterris-

(1). — Le système donne lieu à de nombreuses variantes : double câble parallèle sur les côtés du chenal ; câble « garde-côte » rayonnant autour d'une île pour former barrage et avertir les navires de la proximité des terres... etc.

Digitized by Google

sage ; le câble immergé est alors remplacé par une ligne aérienne dont l'extrémité est mise à la terre.

Les expériences faites à Villacoublay en 1921 par le Service Technique de l'Aéronautique et Loth ont montré toutefois que le problème de la réception était difficile à résoudre ; le bruit extérieur du moteur et de l'hélice, les perturbations électriques dues aux magnétos, diminuent la sensibilité ; et précisément, vu la grande vitesse de l'avion, il faudrait plutôt accroître la « portée » du système. Ces difficultés ont pu être suffisamment maîtrisées pour que la zone d'action d'une ligne de 5 km alimentée sous 500 watts, atteigne en hauteur 2.500 m, en largeur 2.000 à 6.000 m (suivant la hauteur) de chaque côté ; le passage au-dessus de la ligne peut être apprécié avec un cadre horizontal à moins de 50 m près.

Une ligne-pilote a été établie ensuite à Chartres ; une autre, plus puissante, est en construction au Bourget. On peut également envisager la variante qui consiste à ceinturer l'aérodrome d'une ligne fermée.

Les avantages sont évidemment les mêmes que ceux signalés ci-dessus pour les navires Les manœuvres d'atterrissage peuvent être grandement facilitées ; naturellement le système ne peut guère s'employer qu'aux abords immédiats de l'aérodrome.

Guidage par faisceaux croisés.

On peut passer du guidage par alignement rectiligne (phare émetteur unique) au guidage suivant une trajectoire quelconque, en procédant par « recoupement » comme dans le cas de la radiogoniométrie.

Supposons non plus un, mais deux émetteurs dirigés, tournant simultanément, non plus d'un mouvement uniforme, mais suivant une loi telle que leurs faisceaux se coupent constamment sur la trajectoire (fig. 27). Le mobile observant la simultanéité du passage des faisceaux saura qu'il est sur la route : si les deux faisceaux passent successivement, celui qui devance l'autre indique le côté où l'on a dévié.

Ce procédé bien simple en principe a été breveté par Loth en 1924 (39) et décrit ici même par Bourgonnier (8) ce qui nous dispense d'insister sur ses détails.

La démonstration est tout à fait satisfaisante avec des faisceaux lumineux, étroits, et dont l'œil constate aisément la simultanéité.

Digitized by Google

Mais ces phares, qui ne peuvent d'ailleurs supplanter les bouées, balises, feux fixes... habituels, perdent toute efficacité en temps de brume, c'est-à-dire justement alors que le guidage devient le plus nécessaire.

Il faut alors employer des faisceaux radio-électriques, et la question se complique. Nous avons dit que ces faisceaux n'ont point la

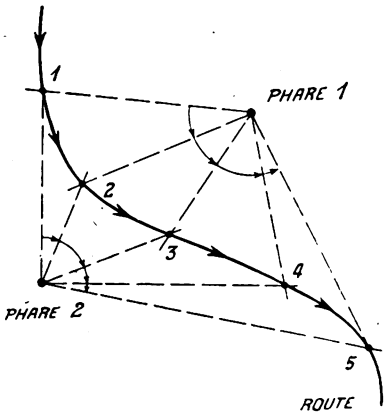


Fig. 27.

précision des faisceaux optiques. D'autre part, il faut faire une double réception, et comparer la simultanéité de deux maximums (ou de deux minimums) indépendamment de leur intensité relative, ce qui n'est pas commode.

Dans le dispositif Loth actuel, cette comparaison est faite par l'intermédiaire de l'appareil sélecteur-limiteur Marrec (40), sur les émissions de deux cadres tournants, manipulés l'un en traits, l'autre en points ; cela revient à supposer le maximum (ou le minimum) à mi-distance entre deux points d'égale intensité, donc à supposer une symétrie parfaite dans l'appareil (même seuil quand la réception croît et décroît) et dans la courbe polaire des émetteurs ; ces deux conditions ne sont pas toujours forcément réalisées.

Il est donc difficile de prédire la précision et la sûreté que cette ingénieuse méthode pourra donner en service courant à bord d'avion, et à grande distance — ce qui constitue son emploi intéressant, lorsque la route à suivre doit passer par certains points non en ligne droite, ou être modifiée par suite des circonstances météorologiques (?)

Digitized by Google

Appréciation de la distance.

Le procédé ci-dessus permet, en transmettant des signaux différents pendant la rotation de chaque phare, de faire connaître au mobile en quel point de sa trajectoire il se trouve (toutefois cette transmission devrait être organisée de manière à ne pas gêner l'observation principale des maximums).

Mentionnons pour terminer qu'on peut imaginer d'autres moyens pour faire connaître directement la distance du mobile à un seul poste émetteur, du moins au voisinage de celui-ci. C'est ainsi que Pérot utilisait la mesure de l'intensité du champ magnétique pour maintenir la distance entre les navires d'un même convoi (48), Burstyn a proposé (11) un dispositif basé sur la comparaison des champs de deux émissions de longueur d'onde très différente.

Enfin on peut combiner les procédés radio-électriques donnant la direction, avec les procédés sonores qui, *en mer*, donnent avec une précision suffisante la distance : c'est ce qu'ont fait Marti en France (41) ainsi que Wood et Brown en Angleterre (62). Nous n'avons pas connaissance qu'on en ait fait aux avions une application qui semble bien autrement difficile.

Conclusions.

Bien que la conclusion se dégage d'elle-même d'une semblable revue, il n'est peut-être pas inutile de l'expliciter.

Tout d'abord, le problème du guidage des mobiles par radio, a été l'objet de recherches multiples depuis longtemps dans tous les pays, et ses premières solutions datent du début même de la radiotélégraphie.

D'autre part, les progrès actuels de la technique ont conduit à plusieurs dispositifs fort ingénieux et d'une réelle efficacité ; pourtant le guidage est si complexe et requiert tant de conditions différentes, que tous ces systèmes, fort avantageux par certains côtés, ne laissent pas de présenter quelques inconvénients à d'autres points de vue. On ne peut donc pour l'instant, faire un choix ni même un classement ; seule une mise au point prolongée peut les amener à leur forme définitive et montrer la supériorité de tel ou tel.

Il est d'ailleurs bien possible que plusieurs systèmes soient conservés simultanément : alignements fixes sur les trajets les plus fréquentés, routes déformables sur d'autres ; phares tournants en certains points importants, radiogoniomètres manuels ou automatiques

Digitized by Google

à bord des mobiles, câbles de guidage autour des ports... Plusieurs sûretés valent mieux qu'une et tout système peut être en défaut. « On n'a pas le droit de dire résolu un problème, si l'invention à laquelle on aboutit ne peut répondre à toutes les objections, dans tous les cas particuliers possibles, si l'on n'apporte pas la solution intégrale du problème » (1).

Souhaitons donc que les efforts des différents chercheurs soient fructueusement continués.

En terminant, nous exprimons nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont fourni la documentation nécessaire au présent article : M. A. Blondel, membre de l'Institut ; au service technique de l'Aéronautique, l'ingénieur en chef Franck, MM. Fromy et Larivière au Service de la Navigation aérienne, MM. Guilbert, Portier ; à l'Air-Union, M. Cleriot ; aux diverses Sociétés construisant des appareils de guidage et qui nous ont fourni à leur sujet tous renseignements utiles : Société Loth (MM. Bourgonnier, Blancard, Marrec) ; Société des Ondes dirigées (M. Aicardi) ; Société d'Entreprises Electrotechniques (M. Du Bourg de Bozas, M. Orlowski) ; Laboratoires Standard (M. Busignies) ; Société Française Radio-Electrique.

(1) *Rev. Gén. El.*, 18 juin 1921 p. 903.

P. David.

BIBLIOGRAPHIE

1. Aicardi, *Onde Electrique*, janvier 1929, p. 20-28.
1 *bis*. Artom, *Radio Review*, janvier 1922, p. 14.
2. Bellini, *Onde Electrique*, mai 1924, p. 233.
3. Blondel, *Congrès Ass. Fse Avanç. Sc.*, 1903, p. 374.
4. Blondel, *Brevet français et américain*, 7 déc. 1912.
5. Blondel, *C. R. Ac. Sc.*, 3 février 1913, t. 156, p. 371.
6. Blondel, *C. R. Ac. Sc.*, 7 mars 1927, t. 184, p. 561-565.
7. Blondel, *C. R. Ac. Sc.*, 21 mars 1927, t. 184, p. 721-724.
8. Bourgonnier, *Onde Electrique*, novembre 1929, p. 469-484.
9. Brett, *Sc. Pap. Bur. St. N°* 431, 10 mars 1922.
10. Bur. of Stand Sc. Pap. N° 480, *Onde Electrique*, avril 1929, p. 143-159.
11. Burstyn, *Zts Hfr. Techn.*, **33**, mai 1929, p. 181-183.
12. Busignies, *Onde Electrique*, juillet 1927, p. 277-303.
13. Craft, *Bell System Techn. J.*, **7**, octobre 1928, p. 797-807.
14. Crawley, *Discovery*, **9**, novembre 1928, p. 351-354.
15. Crossley, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **9**, août 1921, p. 273-294 ; *Rev. Gén. El.*, **9**, 7 mai 1921, p. 645-655.
16. Crossley, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **10**, février 1922, p. 24-32.
17. Dellinger, *J. Am. Inst. El. Eng.*, **48**, février 1929, p. 105-109.
18. Dellinger, Diamond, *Aeronautical Engineering*, 1929, p. 57-66.

Digitized by Google

19. Diamond, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2158-2184.
20. Diamond, Dunmore, *Bur. of Stand. J. of Res.*, **3**, juillet 1929, p. 1-11.
21. Drake, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, février 1929, p. 306-319.
22. Drake, Wilmotte, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2242-2287.
22 *bis*. Duckert, *El. Nachr. Techn.*, **5**, novembre 1928, p. 438-441.
22 *ter*. Duckert, *El. Nachr. Techn.*, **7**, janvier 1930, p. 15-18.
23. Dunmore, *Bur. of Stand J. of Res.*, **21**, avril 1926.
24. Dunmore, *Bur. of Stand. J. of Res.*, **1**, novembre 1928, p. 751-770.
25. Eckersley, *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.*, **4**, septembre 1929, p. 99-140.
25 *bis*. Erskine-Murray, Robinson, *J. Inst. El. Eng.*, **60**, 1922, p. 352-356.
26 Eisner, Fassbender, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2185-2229.
26 *bis*. Engel, Dunmore, *Sc. Papers Bur. of St.* N° 480, 5 janvier 1924.
26 *ter*. Fournier, *C. R. Ac. Sc.*, **189**, 21 octobre 1929, p. 598.
27. Franck, *Onde Electrique*, février 1924, p. 65-69.
28. Franck, *Onde Electrique*, mars 1928, p. 109-120.
29. Furnival, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **17**, décembre 199, p. 2123-2136.
30. Girardeau, *Le Génie Civil*, 25 janvier 1913, n° 1598, p. 250-252.
31. Gloekner, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, mars, avril 1929, p. 92-101 et p. 132-138.
32. Gunn, *Journ. Frankl. Inst.*, **205**, juin 1928, p. 849-864.
33. Haardt, Owens, *C. . Ac. Sc.*, t. 172, 1921, p. 50.
34. Hell, *Zts. Hfr. Techn.*, **33**, avril 1929, p. 138-145.
34 *bis*. Hemardinquer, *La Nature*, 15 octobre 1927.
35. Kear et Jackson, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2268-2282.
36. Kiebitz, *Jahrbuch Drahtl. Tel.*, **15**, 1920, p. 209.
37. Kolster, Dunmore, *Sc. Pap. Bur. St.* N° 428, 16 janvier 1922.
38. Loth, Brevet français 527-446, 11 novembre 1919, *C. R. Ac. Sc.*, t. 173, 1921,
39. Loth, Br. fr. 595-649, 7 mars 1924, *C. R. Ac. Sc.* 189, 28 octobre 1929, p. 1152.
39 bis. Loth, *Rev. Gén. El.*, **9**, 18 juin 1921, p. 899-903.
40. Marrec, *Onde Electrique*, 1927, p. 501.
41. Marti, *Onde Electrique*, n° 8, 1922, p. 444.
42. Mesny, *Onde Electrique*, 1922, p. 501-517 et 577-587.
43. Mesny, *Onde Electrique*, 1923, p. 571-578.
44. Mesny, *Onde Electrique*, 1926, p. 434.
45. Mesny, *Onde Electrique*, 1927, p. 181.
46. Mesny, *Usage des Cadres et Radiogoniométrie*, 1 vol., Chiron, éd.
46 *bis*. Michelssen, *Jahrbuch Drahtl. Tel.*, **30**, décembre 1927, p. 183-188.
47. Owens, *Brevet amér.* 736-432, 1903.
48. Perot, *Onde Electrique*, 1923, p. 193-199.
49. Pratt, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **16**, mai 1928, p. 652-657.
50. Pratt, Diamond, *Bur. St. J. of Res.*, **1**, octobre 1928, p. 543-564.
51. Rivers Moore, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **10**, février 1922, p. 33-40.
52. Robinson, *Radio Review*, février-mars 1920.
53. Shangraw, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **16**, septembre 1928, p. 1203-1235.
54. Scheller, *El. Techn Zts.*, 7 février 1929, p. 191.
54 *bis*. Smith-Rose, *Radio Res. Board Spec. Rep.* n° 2, 1924.
54 *ter*. Smith-Rose, *Journ. Inst. El. Eng.*, **62**, août 1924, p. 701-711.
55. Smith-Rose, *J. Inst. El. Eng.*, novembre 1924, p. 957.
56. Smith-Rose, *J. Inst. El. Eng.*, **67**, janvier 1929, p. 149-156.
57. Smith-Rose, *Proc. Inst. Radio Eng.*, mars 1929, **17**, p. 425-478.
58. Smith-Rose, Barfield, *Rad. Res. Board Spec. Rep.* n° 1, 1923.
58 *bis*. Smith-Rose, Barfield, *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, septembre 1926, p. 145.
59. Stowell, *Bur. of Stand. J. of Res.*, **1**, décembre 1928, p. 1011-1022.
60. Walls, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2141-2157.
61. Wir. World, 16 septembre 1925.
62. Wood, Brown, *Proc. Phys. Soc.*, **35**, avril 1923, p. 183-189.
63. *Bull. Sté Fse. Radio-Electrique*, III, janvier 1929, p. 3-14.
64. *Bull. Sté Fse. Radio-Electrique*, II, février 1928, p. 3-19.

Digitized by Google

SUR LE MÉCANISME DE LA RECTIFICATION DANS LE REDRESSEUR A OXYDULE DE CUIVRE

Par H. PELABON.

SOMMAIRE. — Le sens du courant redressé par le cuivre oxydé n'est pas celui qu'indique la théorie, si l'on considère le seul mauvais contact formé par l'électrode posée sur la face oxydulée. L'auteur montre qu'à l'intérieur de la couche d'oxyde existe un autre mauvais contact plus rectifiant qui laisse passer le courant plus facilement dans le sens oxydule cuivre. La théorie est donc d'accord avec l'expérience. — Il étudie aussi l'influence de la pression exercée par l'électrode de contact, l'influence de la nature de celle-ci et du voltage.

Le redresseur à oxyde de cuivre qui se trouve dans le commerce depuis quelques années (1926) est pour les physiciens, à l'heure actuelle, une énigme indéchiffrable.

Son inventeur, L.-O. Grondahl (1), pense que la théorie des détecteurs à cristaux ne peut lui être appliquée. Il dit bien que le cuivre renferme une plus grande quantité d'électrons libres que Cu^2O, que lorsque les deux corps sont à une faible distance, les électrons passent plus facilement du cuivre à ce composé; mais, comme le sens de ce passage est en contradiction avec les résultats expérimentaux, il ajoute que l'on doit chercher une autre explication.

W. Schottky et W. Deutschmann (2) ont publié en 1929 un important travail, ils ont surtout construit des caractéristiques, étudié l'influence de la température, etc. Un point important à noter est la détermination de l'ordre de grandeur de la capacité de la lame de cuivre oxydée, elle atteindrait 0,3 microfarad pour une surface de 11 cm^2, soit, en unités C.G.S., 25000 cm par cm^2. Ils ont montré également que l'électrode de plomb que l'on appuie sur la couche oxydée dans les appareils industriels peut être remplacée par une lame métallique quelconque, même une lame de cuivre.

M. Kost (3) annonce que la lame de cuivre chauffée, se couvre d'une couche de CuO au-dessous de laquelle on trouve des cristaux de Cu^2O. Vers 1000° une couche pure de Cu^2O se forme au contact

(1) *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, 46, 215 (1927).
(2) *Physikalische Zeitschrift*, n° 22, p. 839 (1929).
(3) *Kost-Zeit. f. Phys.*, n° 54, p. 367 (1929).

Digitized by Google

du cuivre, il fait remarquer que si on emploie seulement la couche d'oxydule après avoir dissous le composé CuO, la variation de conductivité avec le sens du courant est encore plus grande. Kost en conclut que le pouvoir redresseur est dû à la couche de cristaux de Cu^2O.

Une belle étude récente sur la question est celle de M. Demontvignier (1) qui donne des détails sur la construction des cellules actives et sur la construction des redresseurs eux-mêmes. Je prie le lecteur de s'y reporter.

Pour étudier à mon tour les redresseurs dont il s'agit, je les ai fabriqués en partant de petits cylindres de cuivre rouge mesurant 12 mm de diamètre et 5 mm de hauteur, ils étaient chauffés plus ou moins longtemps dans un four à une température voisine de 1000°. Les cylindres reposaient par la tranche sur la sole du four, de sorte que les bases s'oxydaient très régulièrement. Après refroidissement, on enlevait complètement le dépôt sur l'une des faces pour mettre le cuivre à nu et l'on pouvait constater le pouvoir rectificateur, même sans enlever la couche de CuO superficielle.

Considérons une de ces pastilles placée entre deux électrodes de cuivre rouge et établissons une différence de potentiel entre celles-ci, le système présente certainement un contact imparfait formé par la couche d'oxyde et l'électrode correspondante. D'après le mécanisme que nous avons donné (2) du passage du courant par les atmosphères électroniques, la résistivité devrait être moins grande dans le sens oxyde-électrode que dans le sens opposé, or, on est bien forcé de constater que c'est tout le contraire que l'on observe.

Faut-il abandonner la théorie, ou bien chercher ailleurs une explication des propriétés si nettes du cuivre oxydé?

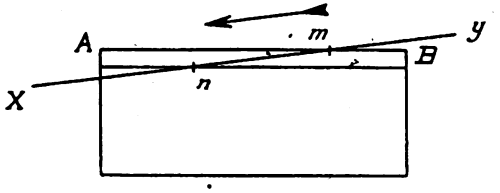


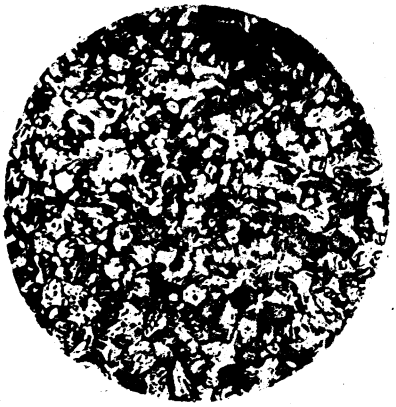
Fig. 1.

Nous nous sommes proposé d'analyser complètement l'enduit actif et, d'abord, de voir si c'est un corps homogène. Dans ce but, nous avons pratiqué une section par un plan XY (fig. 1) assez peu

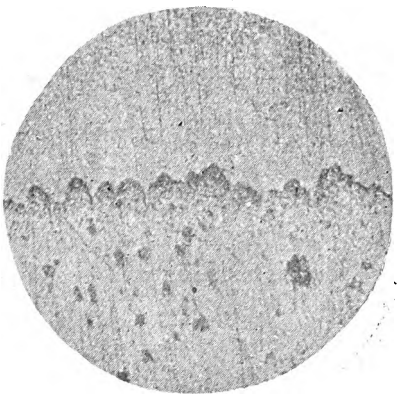
(1) Demontvignier, l'*Onde Electrique*, n° 89, p. 192 (1929).
(2) Pélabon, l'*Onde Electrique*, n° 88, p. 160, avril 1929.

Digitized by Google

incliné sur la face AB de la pastille pour étaler les différentes couches s'il y en a. Il est très facile de réaliser une telle section en appuyant la face d'un côté seulement sur un plateau tournant recouvert d'émeri fin, on polit ensuite la surface ainsi préparée d'abord avec des émeris de plus en plus fins, puis sur un drap enduit d'oxyde de fer ou d'alumine, enfin on passe sur une peau de chamois. Le microscope métallographique Lechatelier fait voir immédiatement que l'enduit d'oxydes est hétérogène et un examen attentif permet d'y déceler cinq phases excessivement nettes que nous allons décrire successivement.



Ph. 1.



Ph. 2.

Phase I. — Tout à fait à l'extérieur se trouve de l'oxyde cuivrique CuO. Ce corps dissociable par la chaleur a dû apparaître en dernier lieu durant la période du refroidissement, il n'est pas compact et cependant conduit l'électricité à la manière des semi-conducteurs. Dans la pratique on supprime cette phase qui s'élimine aisément par frottement.

Phase II. — La seconde phase se distingue nettement de la précédente comme le montre la photographie n° 1; le long d'une ligne ondulée sont massés des grains noirs qui doivent avoir la même composition que les masses plus volumineuses qu'on distingue dans la phase II. Celles-ci sont des agglomérations de cristaux de CuO plus noirs que l'oxyde cuivrique amorphe de la 1re phase. Quant au corps qui tient ces granules en suspension, il a un ton légèrement verdâtre, et par une attaque de la surface par l'acide azotique il change complètement d'aspect, il prend une teinte rouge grenat et

Digitized by Google

apparaît magnifiquement cristallisé. On observe aussi que l'acide nitrique a dissous les grains noirs de CuO. La photographie n° 2 montre que le corps est bien cristallisé et doit être de l'oxydule de cuivre qui est rouge par réflexion et vert par transmission.

La seconde phase apparaît donc comme formée de deux constituants: à la température du four elle doit être liquide. Je désignerai ce mixte D. J. car il doit être à peu près le même que celui que Debray et Joannis ont obtenu au-dessus d'une certaine température lors de leur étude de la dissociation de l'oxyde cuivrique en 1884. (1)

En se dissociant l'oxyde cuivrique donne :

$$2.CuO = Cu^2O + O - 31 \text{ Cal.}$$

le système, aux températures inférieures à la fusion de l'oxydule est univariant comme renfermant 2 constituants indépendants et 3 phases, la pression de l'oxygène libéré en vase clos dépend uniquement de la température, mais au-dessus de la température de fusion de l'oxydule les deux phases solides n'en donnent plus qu'une et le système devient bivariant. La composition de la phase unique nous intéresse particulièrement, elle ne dépend que de la température si le cuivre est simplement chauffé à l'air. Si l'oxydation a lieu en présence d'oxygène elle dépend aussi de la pression de ce gaz. Si l'on prenait dans les nombres trouvés par Debray celui qui se rapporte à la température à laquelle nous avons porté le cylindre de cuivre et à la pression du gaz oxygène de l'atmosphère, on n'aurait pas encore la composition vraie de la phase II qui est l'objet de notre étude il faut encore considérer que du cuivre est en contact avec elle sur une grande surface et que la réaction

$$(2) \qquad CuO + Cu = Cu^2O + 6 \text{ Cal.}$$

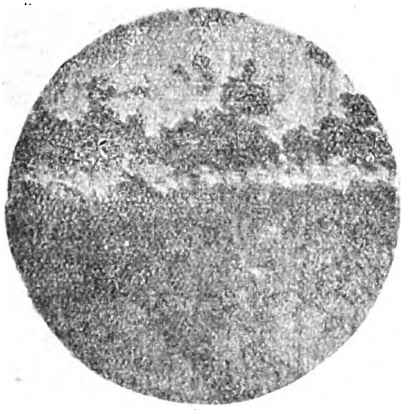
a alors lieu, de sorte que la phase II résulte d'un équilibre complexe et mobile. A chaque instant du cuivre se combine à CuO dont la teneur diminue mais l'oxydule en excès s'unit à l'oxygène de l'air et reforme CuO; comme la 1re réaction dégage 5 fois plus de chaleur que la seconde de l'oxyde cuivrique tend à s'accumuler, il arrive à former une masse presque continue. L'ensemble de la phase II réalise un condensateur particulier à armatures de CuO l'intervalle étant rempli d'un mélange de composition non uniforme des deux oxydes de cuivre. Ce mauvais contact ne peut être rectifiant vu que les pièces qui le forment sont de même nature, dans tous les cas ce n'est certainement pas lui qui joue le

(1) Debray et Joannis. C. R. t. XCIX pp. 583 et 688 (1884).

Digitized by Google

rôle principal dans le phénomène qui nous occupe; on peut en effet supprimer une grande partie de la phase II sans rien changer à ce phénomène.

Phase III. — Au-dessous de la couche conductrice formée de CuO on distingue très nettement une bande vert pâle et bien homogène, elle est formée d'oxydule presque pur résultant de la réaction (2), celui-ci peut renfermer en solution des traces de cuivre



Ph. 3.

ou plus vraisemblablement de CuO non décelables par le microscope insuffisantes pour le rendre conducteur, mais suffisantes pour en faire un isolant imparfait.

Phase IV. — L'oxydule repose directement sur le cuivre ou mieux sur l'eutectique granulaire de composition

$$Cu : 96{,}5\ o/o \text{ — } Cu^2O : 3{,}5\ o/o,$$

ce corps qui constitue la phase IV est du reste très conducteur.

Phase V. — Enfin on arrive au cuivre pur.

La photographie n° 3 donne une idée bien faible de ce que l'on aperçoit dans le microscope. Il manque en effet les colorations très variées des différentes phases et qui aident à leur distinction. Néanmoins elle permet de distinguer les parties importantes suivantes :

1° La région sombre qui correspond à l'oxyde cuivrique.

2° Une bande étroite plus pâle formée de Cu^2O.

3° Cette bande est suivie d'une bande légèrement plus foncée, elle est occupée par l'eutectique Cu — Cu^2O.

Ces trois corps constituent un véritable condensateur dissymé-

Digitized by Google

trique formé d'un premier plateau semi-conducteur : CuO, d'un second plateau très conducteur : Eutectique Cu — Cu^2O et d'un semi-isolant situé entre ces deux pièces, constitué par l'oxydule pratiquement pur.

C'est ce système des trois corps qui est cause des propriétés rectifiantes du cuivre oxydé.

Il est facile de déterminer grossièrement l'angle du plan XY et du plan de la face décapée de la pastille et par suite de se faire une

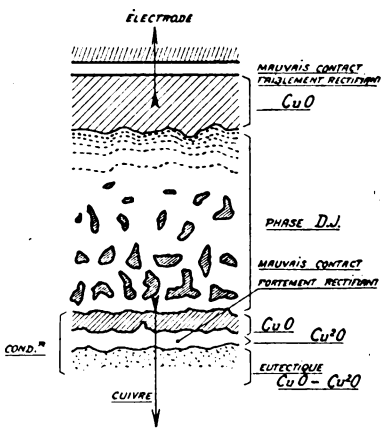


Fig. 2.

idée de l'épaisseur réelle de chaque phase. Nous avons dessiné, fig. 2, à une échelle assez grande l'ensemble des phases décrites plus haut.

En réalité l'épaisseur de l'enduit obtenu par oxydation à l'air, dépend de la durée de chauffe et les dimensions réelles et relatives indiquées sur la figure sont variables d'un échantillon à l'autre.

D'après la théorie élémentaire que j'ai donnée en 1929 (1) si l'on désigne par C la conductivité du cuivre, par C' la conductivité de l'oxyde cuivrique, par K la constante diélectrique de l'oxydule Cu^2O *e* l'épaisseur moyenne de la lame isolante, S la surface des électrodes et A une constante, l'intensité du courant qui passe pour une différence de potentiel V, établie entre les deux électrodes est :

$$i = K\frac{ASC'}{4\pi e^2} \cdot V^2 \quad \text{si le Cu est au plus haut potentiel}$$

(1) Pélabon, *L'Onde Electrique*, n° 88, p. 160 (1929).

Digitized by Google

et

$$I = K\frac{ASC}{4\pi e'}V^2 \quad \text{si le CuO est au plus haut potentiel}$$

I est supérieur à i car C est bien plus grand que C'. C'est bien le résultat que donne l'expérience.

Mais la théorie est-elle applicable? Nous avons supposé pour l'établir, les conducteurs assez rapprochés pour que leurs couches électroniques puissent s'aborder, or l'épaisseur e de la couche d'oxydule est bien plus grande que l'épaisseur des atmosphères électroniques de conducteurs.

Il est plus naturel d'admettre que l'oxydule de cuivre n'est pas rigoureusement pur et qu'il renferme une faible dose de cuivre ou d'oxyde CuO. Puisque l'oxydule résulte de la réaction :

$$CuO + Cu = Cu^2O$$

il doit être pur tout contre le métal et renfermer de plus en plus de CuO à mesure qu'on s'éloigne de celui-ci. A froid on a donc entre les électrodes Cu et CuO un isolant tenant en suspension des granules d'un semi conducteur Cu^2O. Les atmosphères électroniques de ces granules peuvent se pénétrer et permettre au courant de passer successivement de l'un au suivant, etc. Tous les granules de CuO qui font face au cuivre sont à une distance très faible (de l'ordre de 10^{-8} cm.) du cuivre métallique et des électrons peuvent s'échanger entre les deux corps.

Le courant passera donc plus aisément dans le sens CuO — Cu comme le montre l'expérience.

En réalité, le mécanisme du passage du courant dans un redresseur à oxyde de cuivre est très complexe, le semi-conducteur CuO ne se comporte pas comme un conducteur métallique qui serait simplement pauvre en électrons libres. D'après des recherches récentes (Tubandt) (1), les corps tels que CuO et analogues conduisent le courant à la fois métalliquement et électrolytiquement et, dans ce dernier mode de passage, il se peut que l'un des ions seulement se déplace.

J'ai tout lieu de croire que les phénomènes électrolytiques jouent un rôle, les nombreuses expériences que j'ai faites sur le redresseur à oxyde de cuivre, mettront celui-ci en évidence.

Pour étudier le passage des courants continus, je me suis servi des pastilles préparées comme il a été dit plus haut. On les dispo-

(1) Lire le chapitre sur la conductibilité des cristaux dans les *Leçons sur la conductibilité des électrolytes*, par Darmois, p. 137.

Digitized by Google

sait entre deux électrodes de cuivre rouge E et E' (fig. 3) vissées l'une à l'extrémité de la tige en laiton T, l'autre sur une tige T' également en laiton et fixée solidement sur le support A-B isolant. La tige T fixée à un plateau P glisse sans frottement dans le cylindre guide G, sur le plateau on peut disposer à volonté des disques de fonte bien dressés F, F', F''... pesant 2 Kgs chacun ; nous disposons de 10 disques et comme le plateau et sa tige pèsent 0,500 Kgs la

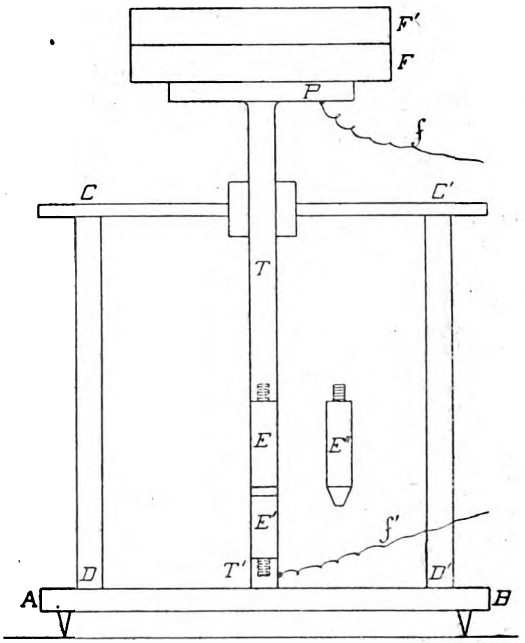


Fig. 3.

pression a pu varier entre les limites : 0,500 Kgs et 20,5 Kgs. Comme les pastilles et les électrodes ont un diamètre 13 mm, la pression se trouve répartie sur une surface de 1,33 cmq. Des fils f et f' soudés au plateau et à la tige T' permettent d'établir entre les deux faces des pastilles une différence de potentiel déterminée, un galvanomètre dans le circuit donne l'intensité du courant correspondant. Enfin, grâce à un inverseur, on envoie le courant dans un sens ou dans le sens opposé. Une fois pour toutes, j'appellerai sens direct celui qui est défini par une flèche qui, normale à la face de la pastille, va de la face oxydée vers la face complètement décapée.

On remarque de suite que le courant ne s'établit pas comme dans

Digitized by Google

le cas d'un conducteur purement métallique, l'amortissement des oscillations de l'aiguille du galvanomètre nécessite un temps beaucoup plus long. Quand il est établi, son intensité ne conserve pas une valeur constante, elle croît généralement avec le temps même si la pression exercée sur le contact est assez élevée; ainsi, avec une pastille recouverte d'une couche importante d'oxyde entre les deux faces de laquelle la différence de potentiel était 0,145 volt, laisse passer dans le sens direct un courant dont l'intensité mesurée toutes les minutes est : 43, 43,2, 43,5, 43,6, 44 microamp. En changeant le sens du courant on trouve : 12,75, 13, 13,10, 13,10, 13,20 microamp. Si l'on rétablit le sens direct pour le courant on trouve : 43,25, 43,60, 43,75, 43,80, 43,85, etc. Je ne puis donner tous les résultats de toutes les déterminations que j'ai faites, ils conduisent tous aux conclusions suivantes :

1° Quelle que soit la pression que supporte la pastille, l'intensité augmente avec le temps.

2° Les nombres donnés plus haut montrent aussi que l'intensité du courant de sens direct au moment de l'inversion du courant ne se retrouve pas avec la même valeur, après qu'on a fait passer pendant un certain temps le courant dans l'autre sens, elle prend une valeur moindre au début.

Les Établissements Ariane de Paris, ayant eu l'obligeance de me faire parvenir une pièce entrant dans la construction de leur redresseur cupoxyde, je l'ai expérimentée de la même façon; mais j'ai dû prendre des électrodes de moindre surface, soit 0,2 cmq. La pression exercée a été 12,5 Kgs, soit 62,5 Kgs par cmq, la différence de potentiel 0,186 volt, les nombres trouvés sont les suivants :

40,25, 40,50, 40,75, 40,87, 41 microamp dans le sens direct;
12, 12,1, 12,2 12,2, 12,3 microamp dans le sens inverse;
40,25, 40,50, 40,60, 40,75, 40,80 microamp dans le sens direct.

Comme on le voit, les variations sont assez faibles, mais elles sont toujours dans le même sens.

Remarque. — Il est facile de constater que la rondelle que nous avons préparée sans précautions spéciales donne :

pour une pression 9,4 Kgs par cmq, un voltage 0.145 V, un rapport d'intensités pour les deux sens : 43,5 : 13 = 3,34.

La pièce du redresseur cupoxyde donne :

pour une pression de 62,5 Kgs par cmq un voltage 0,186 V, un rapport d'intensités : 40 : 12 = 3,33.

En réalité, la pièce commerciale est moins résistante car la

Digitized by Google

couche active est moins épaisse et sa surface est notablement supérieure. Celle dont il est question mesure 8,3 cmq environ.

Si l'on appelle pouvoir rectificateur d'une pastille de cuivre rouge oxydée, le rapport des intensités des courants qui passent pour un voltage V dans le sens direct et dans le sens opposé, on peut dire que ce rapport R dépend d'une foule de facteurs : de la température à laquelle on a porté le cuivre et du temps de chauffe, de la valeur du voltage V, de la pression que l'on exerce à l'aide des électrodes, de la nature de celles-ci, du moins de celle qui est en contact direct avec la face oxydée, etc. Je me propose de résumer les différentes recherches que j'ai faites concernant ces questions.

Influence de la pression. — La rondelle industrielle est posée par sa face décapée sur le cylindre en cuivre rouge E' (fig. 3), on appuie sur elle une autre électrode E'' terminée par une partie troncônique dont la surface de base est 0,20 cmq, sur le plateau P on place 10 disques pesant 2 Kgs chacun et on détermine l'intensité du courant direct et du courant de sens opposé; la force électromotrice étant 0,17 V. Comme l'intensité varie, comme nous l'avons dit avec le temps, nous avons fait les lectures une minute après l'établissement du courant, aussitôt la lecture faite on changeait le sens de celui-ci et on faisait la seconde lecture une minute après, alors on enlevait une masse de 2 Kgs et la nouvelle déviation était lue après une minute, etc. Même en opérant dans un endroit absolument calme, on obtient des chiffres qui ne peuvent donner qu'une indication générale. Le tableau suivant donne les intensités mesurées pour des pressions calculées par unité de surface, il donne de plus la valeur R du quotient des deux intensités, c'est-à-dire du pouvoir rectificateur :

TABLEAU I

Pressions par cmq.	i sens direct	i sens inverse	R
102,5 K.	43,6 mic. amp.	14,5 mic. amp.	3
92,5	41,75	14,13	2,95
82,5	40	13,9	2,87
72,5	38,5	13,75	2,80
62,5	36,25	13,4	2,71
52,5	35,9	13,5	2,65
42,5	35	13,25	2,64
32,5	32,4	13	2,49
22,5	29,8	12,4	2,40
12,5	24	11,8	2,02
2,5	16	10	1,62

Digitized by Google

Les nombres ainsi obtenus permettent de construire la courbe (fig. 4) qui montre que l'intensité du courant direct est notablement influencée par la pression, tandis que celle-ci agit peu sur la valeur du courant inverse.

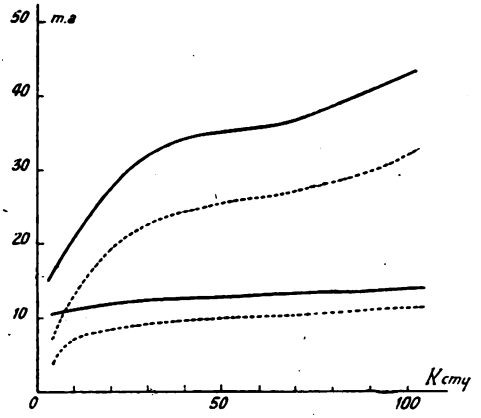


Fig. 4.

Le rapport des deux intensités diminue quand la pression diminue, il tend vers I quand la pression tend vers O.

La courbe (fig. 5) résulte d'une étude semblable faite avec le même voltage, avec la même lame de cuivre oxydé, mais avec une électrode de surface quatre fois moindre, la pression a varié de

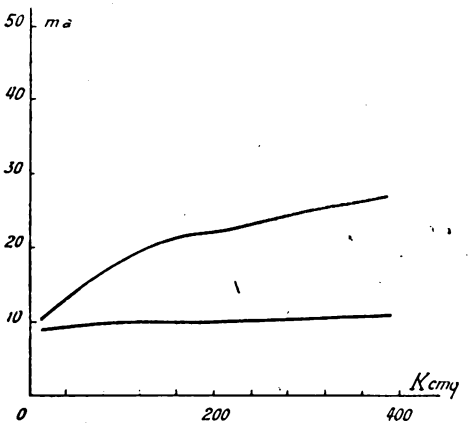


Fig. 5.

10 à 410 Kgs par cmq. On voit que les deux diagrammes (fig. 4 et 5) ont même forme générale avec un palier pour les pressions moyennes.

Digitized by Google

Si l'on traite la surface active par l'acide nitrique, on enlève une partie de la phase II, l'oxydule apparaît avec une belle teinte rouge sang. La lame ainsi modifiée est encore rectifiante, mais les valeurs des intensités sont moindres; la courbe en pointillé de la figure 4 correspond à l'étude de la lame ainsi traitée, toutes les circonstances étant les mêmes.

Par l'attaque à l'acide nitrique la résistance de la lame augmente et le pouvoir rectificateur diminue. L'augmentation de résistance se

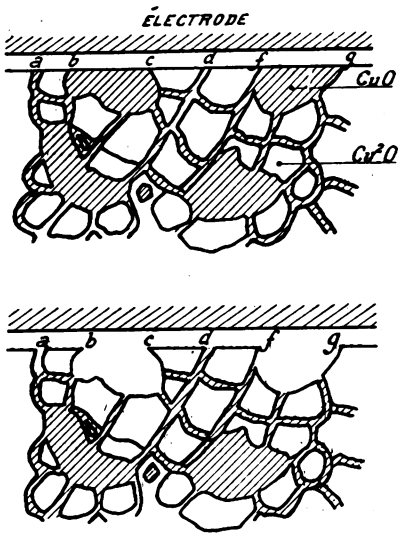


Fig. 6.

comprend si l'on considère que la phase II sur laquelle pose l'électrode de cuivre est, en somme, un réseau formé d'oxyde cuivrique contenant dans ses mailles de l'oxydule moins conducteur et qu'il y a, en outre, des îlots de CuO. Si la surface a été simplement polie, le courant passe par les surfaces *a*, *bc*, *d*, *eg*, etc. mais, si l'acide azotique a agi, il a dissous de préférence CuO et comme Cu^2O reste presqu'inattaqué, l'électrode est plus éloignée du conducteur. La figure 6 montre bien l'effet du traitement par AzO^3H.

Du fait de l'éloignement de la surface conductrice, le système devient forcément rectifiant dans le sens opposé à celui de la lame et le pouvoir rectifiant de celle-ci doit diminuer.

Influence de la nature des électrodes. — Pour que les déterminations soient autant que possibles comparables, nous avons repris l'étude précédente avec la même valeur de V, les mêmes variations

Digitized by Google

de la pression, etc., en changeant seulement la nature du métal en contact avec la face oxydée de la pastille qui était toujours utilisée au même endroit. Le tableau suivant donne les nombres obtenus avec une électrode d'acier de surface 0,20 cmq, V = 0,17 V.

TABLEAU II

Pression par cmq.	1 sens direct	1 sens inverse	R
102,5 K.	29,75 mic. amp.	12,13 mic. amp.	2,45
92,5	26,13	11,75	2,22
82,5	23,50	11,50	2,04
72,5	23,13	11,20	2,06
62,5	20,87	10,90	1,92
52,5	19,62	10,80	1,81
42,5	15	9,625	1,55
32,5	13,50	9	1,50
22,5	11,50	8,01	1,41
12,5	9,52	7,54	1,28
2,5	7,13	7	1,02

Dans le cas d'une électrode en acier le pouvoir rectificateur est notablement moins élevé que dans le cas du cuivre rouge, les intensités des deux courants sont également plus faibles.

Dans la pratique on réalise le contact avec la face oxydée par l'intermédiaire d'une lame de plomb, en interposant une telle lame de 0, 15 cm d'épaisseur entre la pastille et l'électrode de cuivre dont la surface vaut 0,2 cmq nous avons obtenu pour V = 0,1 volt des membres qui ont permis de tracer le diagramme en trait plein de la figure 7. L'ordonnée est presque constante et l'intensité du courant direct est 43 m. a. celle du courant inverse 24,5 m. a. le rapport est 1,7 en moyenne.

Une lame d'étain de même épaisseur a conduit au diagramme en trait pointillé de la même figure. Pour les pressions supérieures à 55 K. cmq l'intensité du courant direct est la même que dans le cas du plomb, l'intensité du courant inverse vaut 31 m. a. et le rapport est seulement 1,4.

En supprimant les lames interposées c'est-à-dire en posant directement l'électrode de cuivre sur la couche d'oxyde, on trouve des nombres qui conduisent au diagramme formé de traits espacés (fig. 7).

On voit que la nature du métal en contact avec l'enduit oxydulé

Digitized by Google

TABLEAU III

Nature du métal	Pression K. cmq.	i sens direct	i sens inverse	R
Zinc.	Pa	27,5 m. a.	16,12 m. a.	1,70
»	Pb	26,75	15,75	1,69
»	Pc	24,75	15	1,65
»	Pd	14,37	10,50	1,36
Cadmium	Pa	36	23,42	1,53
»	Pb	35,12	23	1,52
»	Pc	33	22	1,50
»	Pd	28,75	20,12	1,42
Or.	Pa	31,75	22,25	1,42
»	Pb	30	21,50	1,39
»	Pc	27,12	20,75	1,30
»	Pd	21,37	17,63	1,21
Argent.	Pa	30,50	22,50	1,35
»	Pb	29.25	21,70	1,34
»	Pc	27,50	21,13	1,30
»	Pd	18,50	16,63	1,11
Aluminium . . .	Pa	18	15,25	1,18
» . . .	Pb	16,30	14,20	1,14
» . . .	Pc	14,70	13,13	1,12
» . . .	Pd	11	10,95	1,01
Cuivre.	Pa	31,25	19,87	1,57
»	Pb	29,63	19.63	1,50
»	Pc	27,20	19,25	1,41
»	Pd	13,75	11,37	1,20
Etain	Pa	43,70	32,50	1,34
»	Pb	43,25	31,50	1,37
»	Pc	41,75	29,50	1,41
»	Pd	38,12	26,50	1,43
Plomb.	Pa	45	24,70	1,74
»	Pb	43,62	25,12	1,74
»	Pc	42,37	24,62	1,74
»	Pd	42	24,62	1,70

Digitized by Google

influe énormément d'une part sur la valeur des intensités, d'autre part sur le rapport de ces deux nombres et cela pour le même voltage, la même pression sur la même surface. Pour donner une

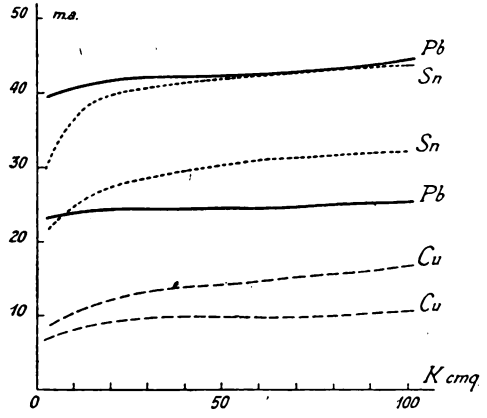


Fig. 7.

idée des variations que l'on peut observer, je donne dans le tableau suivant les valeurs des intensités I*d* et I*i* des deux courants pour V = 0,1 volt et des lames parfaitement polies, quand cela était possible, et comprimées par une électrode de 0,2 cmq de surface. Je ne donne les résultats que pour trois ou quatre valeurs suivantes de la pression ; Pa = 102,5 K.cmq, Pb = 72,5 K.cmq, Pc = 42,5 K.cmq, Pd = 12,5 Kcmq.

J'ajouterai les résultats trouvés avec l'électrode de cuivre amalgamée dans les mêmes conditions et avec une plaque de charbon comme celles que l'on utilise dans les microphones :

TABLEAU IV

Nature du métal	Pression K. cmq.	i sens direct	i sens inverse	R
Cuivre amalgamé.	Pa	21 m. a.	12,12 m. a.	1,73
»	Pb	19,45	11,75	1,65
»	Pc	18,13	11,30	1,60
»	Pd	16,95	10,55	2,60
Charbon.	Pa	27,25	15,25	1,78
»	Pb	23,75	14	1,62
»	Pc	21,50	12,75	1,68
»	Pd	20,75	13	1,58

Digitized by Google

L'examen de ces nombres montre que la nature du conducteur qui s'appuie sur la face oxydulée influe énormément sur la résistance de la pastille et sur la valeur du pouvoir rectifiant R. Ce sont en somme les corps assez plastiques comme l'étain et le plomb qui conviennent le mieux, ils se moulent sur la surface et assurent le meilleur contact. Dans la pratique c'est le plomb qui est utilisé.

Influence du voltage. — Des caractéristiques $i = f(V)$ ont été construites par Demontvignier et par Schottky. Le premier a même étudié l'influence de la température; si l'on se reporte à la page 195 de son mémoire (1), on constate que ces caractéristiques ont la forme parabolique et celle qui correspond à la température 15, se représente très bien par l'équation :

$$V^2 = i.6{,}64.$$

Les intensités des courants directs et inverses sont donc proportionnelles au carré du voltage comme dans tous contacts imparfaits. Si le mauvais contact intérieur a une action prépondérante, c'est à cause du diélectrique particulier qui le forme, la constante diélectrique K de Cu^2O, est vraisemblablement plus grande que 1.

Conclusion. — Le cuivre oxydé doit son pouvoir rectifiant à l'existence d'un mauvais contact intérieur qui se forme indépendamment de notre volonté pendant l'oxydation du métal à l'air, le sens du courant redressé est indiqué par la théorie.

(1) *L'Onde Electrique*, n° 89, mai 1929

H. Pellabon.

Digitized by Google

OSCILLATIONS SINUSOIDALES ET DE RELAXATION

par le Dr **BALTH. VAN DER POL** (1).

SOMMAIRE. — L'auteur considère un système électrique comprenant une self-induction et une capacité constantes et une résistance fonction du potentiel v, répondant par conséquent à l'équation

$$L\frac{d^2v}{dt^2} + R(v)\frac{dv}{dt} + \frac{v}{C} = \frac{E(t)}{C}.$$

Si la résistance $R(v)$ est négative lorsque la valeur absolue de v est inférieure à une certaine valeur, et positive pour les valeurs plus grandes, on peut penser qu'en l'absence de f. é. m. imposée $e(t)$, le système sera susceptible d'oscillations propres de périodes et d'amplitude déterminées, l'énergie reçue pendant la portion de période où R est négatif compensant exactement l'énergie dissipée lorsque R est positif.

L'auteur choisit pour forme normale des oscillations de ce type celles définies par l'équation $y'' - \varepsilon(1 - y^2)y' + y = 0$. Il montre que dans le cas où ε est très petit, la solution périodique, atteinte au bout d'un très grand nombre d'oscillations, est très voisine d'une sinusoïde. Dans le cas où ε est très grand, la solution périodique, atteinte très rapidement, a une forme différant beaucoup d'une sinusoïde. Les cas extrêmes sont déjà pratiquement atteints pour $\varepsilon = 0{,}1$ et $\varepsilon = 10$ respectivement. Pour $\varepsilon = 1$, par exemple, on a une forme intermédiaire.

Le cas extrême de ε très grand présente un intérêt particulier, en ce qu'il englobe un grand nombre de phénomènes naturels périodiques, dont l'assimilation à une oscillation sinusoïdale est manifestement impossible. Les oscillations de cette espèce présentent, en dehors de leur forme particulière, trois caractères physiques remarquables : 1° leur *période* est donnée par un produit de deux grandeurs du type CR, ou du type $L \times \frac{1}{R}$ (*temps de relaxation*), au lieu d'être donnée, comme la période d'un système sinusoïdal, par la racine carrée d'un produit de deux grandeurs du type LC ; 2° elles se synchronisent aisément avec une force sinusoïdale de fréquence assez différente de la leur, mais, si leur *période* peut ainsi varier aisément dans de larges limites, leur *amplitude* reste pratiquement constante ; 3° sous l'influence d'une force périodique de fréquence très supérieure à la leur propre, elles adoptent une fréquence qui est un *sous-multiple* exact de la fréquence de l'oscillation sinusoïdale conductrice, réalisant ainsi une *démultiplication de fréquence*.

L'auteur considère en détail un grand nombre d'exemples d'oscillations de relaxation, empruntés à la mécanique, à l'acoustique, à l'électricité, à la biologie, à l'économie politique, etc..

(1) Conférences faites à l'École supérieure d'Électricité, les 10 et 11 mars 1930.

Digitized by Google

Première Conférence.

1. — Pour bien saisir le caractère et les particularités des oscillations de relaxation, il convient d'examiner d'abord avec quelque détail certaines propriétés des oscillations sinusoïdales.

Partons de l'équation différentielle classique :

$$v'' + \omega^2 v = 0 \qquad (1)$$

qui a pour solution :

$$v = A \sin (\omega t + \varphi). \qquad (1a)$$

L'équation (1) correspond, à un degré élevé d'approximation, aux oscillations sinusoïdales d'un pendule; toutefois elle s'écarte de la réalité en un point important, car il y a toujours un certain frottement tant au point de suspension du pendule que de la part de l'air, et cette force de frottement ne figure pas dans (1).

Pour tenir compte de cette force de frottement, l'équation (1) doit s'écrire

$$v'' + \alpha v' + \omega^2 v = 0 \qquad (2)$$

équation où figure maintenant un terme $\alpha v'$, représentant une force retardatrice proportionnelle à la vitesse. Ce terme a pour effet de changer (1a) en

$$v = A e^{-\frac{\alpha}{2}t} \sin \left(\sqrt{\omega^2 - \frac{\alpha^2}{4}}\, t + \varphi \right) \qquad (2a)$$

où A et φ sont encore les deux constantes d'intégration que nécessite la solution générale d'une équation différentielle du second ordre.

Il est bien connu que (2a) représente une oscillation amortie, tant que :

$$\frac{\alpha^2}{4} < \omega^2. \qquad (4)$$

Dans le cas contraire l'argument de la fonction sinus devient imaginaire; le sinus circulaire se change en un sinus hyperbolique et le caractère oscillant de la solution disparaît.

Lord Kelvin a montré le premier que l'équation (2) convient également à un circuit électrique comprenant une self-inductance L, une capacité C et une résistance r en série (fig. 1), à condition de poser

$$\alpha = \frac{r}{L} \qquad \text{et} \qquad \omega^2 = \frac{1}{LC}.$$

Digitized by Google

La condition (4) pour que la décharge du condensateur soit oscillante s'écrit alors :

$$\frac{r^2}{4L^2} < \frac{1}{LC}. \qquad (5)$$

2. — Ceci rappelé, il existe une transformation électrique réciproque très générale, que l'on peut en particulier appliquer au circuit de la fig. 1, et qui transforme un circuit électrique quelconque (A) en un autre circuit (A'). Cette transformation peut être définie mathématiquement comme suit : Ecrivons l'équation différentielle (non nécessairement linéaire) correspondant au premier circuit. Puis récrivons cette équation, en remplaçant tous les courants par des tensions et réciproquement. La nouvelle équation n'a plus de sens physique, ses différents termes n'ayant plus les mêmes dimensions. Pour rétablir l'homogénéité, il suffit de changer les inductances L en capacités C et réciproquement, les résistances R en admittances G et réciproquement.

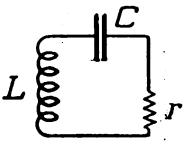


Fig. 1. — Résistance r, self-inductance L et capacité C en série.

Si nous cherchons maintenant à former le circuit électrique (A') correspondant à la nouvelle équation, nous trouvons que les éléments qui étaient en série dans le circuit (A) sont en parallèle dans le circuit (A'), les inductances étant devenues des capacités, etc...

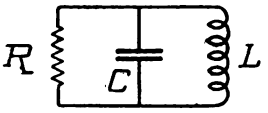


Fig. 2 — Résistance R, capacité C et self-inductance L en parallèle.

Si par exemple nous appliquons cette transformation au circuit de la fig. 1, nous obtenons celui de la fig. 2, où la résistance R shunte maintenant la capacité C au lieu d'être en série avec elle.

L'équation qui régit les variations du courant ou de la tension est encore l'équation (2) où l'on a toujours :

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

Digitized by Google

mais où

$$\alpha = \frac{1}{RC}.$$

Le nouveau circuit est donc d'autant moins amorti que la résistance R est plus grande ou, en d'autres termes, que le condensateur a moins de pertes.

La condition pour que courant et tension soient oscillants est ici :

$$\frac{1}{4R^2C^2} < \frac{1}{LC} \qquad (6)$$

et plus la résistance R sera grande, plus le système oscillera longtemps.

3. — Nous pouvons facilement imaginer que la résistance shunt

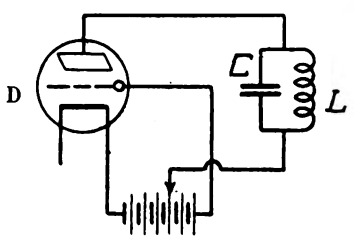


Fig. 3 — Résistance négative d'un dynatron D, capacité C et self-inductance L en parallèle.

augmente indéfiniment. Faisons un pas de plus et imaginons qu'après avoir été infinie positive, elle devienne infinie négative et qu'ensuite, tout en restant négative, elle décroisse en valeur absolue jusqu'à la valeur — R. Une telle résistance négative est fournie par divers dispositifs, tels qu'un arc, une dynamo série ou un dynatron. Nous pouvons supposer par exemple que dans la figure 2 R représente un dynatron, ce qui nous amène à la figure 3.

Changeant dans l'équation (2) α en $-\alpha$, cette équation devient

$$v'' - \alpha v' + \omega^2 v = 0 \qquad (3)$$

et a pour solution

$$v = Ae^{\frac{\alpha}{2}t} \sin\left(\sqrt{\omega^2 - \frac{\alpha^2}{4}}\, t + \varphi\right). \qquad (3a)$$

Cette égalité représente encore un mouvement oscillatoire, à condition que

$$\frac{\alpha^2}{4} < \omega^2 \qquad (4)$$

Digitized by Google

ou bien

$$\frac{1}{4R^2C^2} < \frac{1}{LC} \qquad (7)$$

ce qui est exactement la condition que nous avons rencontrée en (6) pour le cas d'une résistance positive (l'argument de la fonction sinus étant le même dans les deux cas).

Nous voyons ainsi qu'un système tel que celui de la fig. 2, où une inductance est en série avec un condensateur shunté, devient tout aussi bien apériodique parce que la résistance de fuite R est trop faible positivement, que parce qu'elle est *trop faible négativement.* Exactement de même, un système tel que celui de la fig. 1 peut devenir apériodique, soit parce que sa résistance série r est trop grande positivement, soit parce qu'elle est *trop grande négativement.*

Ces circonstances sont dues au fait que l'expression de la fréquence propre d'un système à un seul degré de liberté, tel que

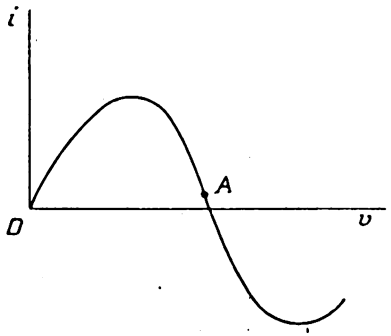


Fig. 4. — Caractéristique d'un dynatron A, point de fonctionnement situé au point d'inflexion de la partie tombante.

ceux des fig. 1 et 2, ne contient la résistance que par son carré, et que par suite le signe de la résistance n'intervient pas dans cette question.

4. — Mais le signe de la résistance n'en influence pas moins profondément l'allure générale du phénomène, car lorsque par exemple la condition (7) est réalisée, (3*a*) représente un mouvement oscillatoire dont l'amplitude, au lieu de décroître exponentiellement, *croît* maintenant exponentiellement et augmente au delà de toute limite.

Nous savons toutefois qu'en réalité ceci ne peut pas se produire. La raison pour laquelle l'amplitude des oscillations d'un système à

Digitized by Google

résistance négative ne devient pas infinie est que la *résistance instantanée* R ne garde pas la même valeur quelle que soit l'amplitude, mais au contraire est une *fonction de l'amplitude.*

Ceci signifie que la caractéristique tension-courant du dynatron n'est pas une ligne droite (fig. 4) et que par suite la résistance instantanée

$$\frac{dv}{di}$$

varie d'un point à un autre. Si par exemple nous réglons le dispositif de manière que sa position d'équilibre se trouve à peu près au point d'inflexion A de la caractéristique, l'équation (3) devient

$$v'' - \frac{d}{dt}(\alpha v - \gamma v^3) + \omega^2 v = 0 \qquad (8)$$

ou encore

$$v'' - (\alpha - 3\gamma v^2)v' + \omega^2 v = 0. \qquad (9)$$

L'interprétation physique de l'équation (9) est aisée. Tant que l'amplitude v reste petite, c'est-à-dire tant que

$$3\gamma v^2 << \alpha$$

le système travaille sur une position rectiligne de sa caractéristique, et le terme $3\gamma v^2$ peut être négligé. Par suite pour ces petites amplitudes l'équation (9) équivaut absolument à l'équation (3). On peut encore dire que tant que les oscillations restent petites le point représentatif (v, i), n'atteignant pas les parties courbes de la caractéristique, n'a pas conscience de leur existence. Si donc de plus

$$\frac{\alpha^2}{4} < \omega^2,$$

les oscillations, s'amorçant à partir d'une position d'équilibre instable, augmentent d'amplitude exponentiellement comme dans le cas « linéaire ».

Toutefois le processus ne saurait se continuer indéfiniment, attendu que l'expression

$$\alpha - 3\gamma v^2$$

change de signe lorsque v devient assez grand pour que

$$3\gamma v^2 > \alpha.$$

Pour ces grandes amplitudes le système se comporte comme si la résistance était positive. Il existera donc une certaine amplitude moyenne, telle que l'énergie fournie au système pendant une fraction de période soit exactement égale à l'énergie dissipée pendant le

Digitized by Google

reste de la période, et par suite l'oscillation, qui au début croissait exponentiellement, tendra vers une amplitude finie et déterminée.

5. — Essayons de voir mathématiquement d'un peu plus près comment se produit cette croissance de l'amplitude, jusqu'à une valeur déterminée. A cet effet faisons dans (9) les substitutions suivantes :

$$\begin{cases} \omega t = t' \\ v = \sqrt{\frac{\alpha}{3\gamma}}\, y \\ \frac{\alpha}{\omega} = \varepsilon. \end{cases} \tag{10}$$

La fonction y, la variable t' et le paramètre ε sont maintenant des nombres absolus sans dimensions.

L'équation (9) devient

$$y'' - \varepsilon(1 - y^2)y' + y = 0. \tag{11}$$

Cette équation (11), et l'équation suivante qui la généralise

$$y'' + \varepsilon\psi(y)\,y' + y = 0 \tag{12}$$

seront dans ce qui suit à la base de nos considérations.

Lorsque $\psi(y)$ est une fonction arbitraire, représentant une caractéristique quelconque, il est évidemment hors de question d'obtenir la solution générale de l'équation (12), de sorte qu'il est nécessaire de particulariser la fonction $\psi(y)$ même s'il ne s'agit que d'obtenir une solution approchée. Toutefois, bien qu'on ne puisse pas donner explicitement la solution de l'équation (12), il est possible de trouver et de discuter certaines de ses propriétés générales (1).

Voyons d'abord quelle est la signification physique du paramètre ε dans l'équation (11). Il représente manifestement $\frac{1}{\pi}$ fois l'incrément logarithmique à l'origine :

$$\varepsilon = \frac{\alpha}{\omega} = \frac{\delta}{\pi}.$$

(1) J'indique les références suivantes pour les personnes qui désireraient examiner la question du point de vue mathématique, d'une manière plus détaillée que nous ne pouvons le faire ici :

P. Janet. Note sur une ancienne expérience d'électricité appliquée. *Ann. des Postes, Télégraphes et Téléphones*, **14**, 1193, *1925*; Résumé dans la *Revue Gén. de l'Electricité*, **19**, 98D, *1926*.

Elie et Henri Cartan. Note sur la génération des oscillations entretenues. *Ann. des P.T.T*, **14**, 1196, *1925*.

A. Lienard. Etude des oscillations entretenues. *Rev. Gén. d'Electricité*, **23**, 901, 946, *1928*.

Andronow. Les cycles limites de Poincaré et la théorie des oscillations auto-entretenues. C.R. Ac. Sc., 14 oct. 1929, p. 559.

Digitized by Google

La signification de ε dans l'équation (12) est encore la même à la condition que la fonction $\psi(y)$ jouisse de la propriété :

$$\psi(0) = -1 \tag{14}$$

qu'elle avait dans l'équation (11).

Nous avons déjà vu que lorsque

$$\varepsilon^2 << 1 \tag{15}$$

l'amplitude des oscillations représentées par les équations (11) et (12) commence par croître exponentiellement avec le temps. Nous allons former une solution approchée de (11) ou (12) dans ce cas.

6. — A cet effet nous introduirons une fonction u du temps t définie de la manière suivante :

$$u(t) = y(t) \times e^{\varepsilon \int \lambda(y) dt} \tag{16}$$

$\lambda(y)$ étant à son tour définie par :

$$\lambda(y) = \frac{1}{y^2} \int \psi(y) y dy \tag{17}$$

de sorte que l'on a en dérivant par rapport au temps

$$\frac{y'}{y} = -\varepsilon . \lambda(y) + \frac{u'}{u}. \tag{18}$$

Une deuxième dérivation par rapport au temps donne :

$$y'' + \left[-\varepsilon . \lambda(y) + \varepsilon \psi(y) - \frac{u'}{u} \right] y' - \left(\frac{u''}{u} - \frac{u'^2}{u^2} \right) y = 0. \tag{19}$$

Nous pouvons maintenant éliminer y'' entre (12) et (19), ce qui donne

$$\left[\varepsilon \lambda(y) + \frac{u'}{u} \right] y' + \left[\frac{u''}{u} - \frac{u'^2}{u^2} - 1 \right] y = 0 \tag{20}$$

puis ensuite y' entre (18) et (20), ce qui donne finalement

$$u'' + [1 - \varepsilon^2 \lambda^2(y)] u = 0. \tag{21}$$

La substitution (17), qu'il est permis de trouver quelque peu artificielle, nous a donc amenés à l'équation (21), dans laquelle le coefficient de u contient deux termes : l'un égal à l'unité et l'autre comprenant le facteur ε^2. Or nous avons supposé $\varepsilon^2 << 1$ et par suite le second terme peut être négligé pour toutes les valeurs de y pour lesquelles $\lambda(y)$ est de l'ordre de grandeur de l'unité. L'équation (21) se réduit alors à

$$u'' + u = 0 \tag{22}$$

dont l'intégrale générale est :

$$u = A \sin (t + \varphi). \tag{23}$$

Digitized by Google

Reportant cette expression de u dans l'équation (18), le problème est ramené, toujours dans l'hypothèse $\varepsilon^2 << 1$, à l'équation du premier ordre

$$\frac{v'}{y} = -\varepsilon\lambda(y) + \frac{d}{dt}[\log \sin (t+\varphi)]. \tag{24}$$

L'équation (24) peut être explicitement résolue pour un certain nombre de formes particulières de la fonction $\lambda(y)$; par exemple si :

$$\psi(y) = y^n, \qquad \lambda(y) = \frac{v^n}{n+2}, \tag{25}$$

on a

$$y = \frac{\sin (t+\varphi)}{\left[\frac{n\varepsilon}{n+2}\int \sin^n (t+\varphi)dt + C\right]^{\frac{1}{n}}}. \tag{26}$$

Ou encore, si

$$\psi(y) = -1 + y^{2n}, \qquad \lambda(y) = -\frac{1}{2}\left(1 - \frac{y^{2n}}{n+1}\right) \tag{27}$$

on a

$$y = \frac{\sin (t+\varphi)}{\left[\frac{\varepsilon n}{n+1} e^{-nt}\int e^{nt} \sin^{2n} (t+\varphi)dt + Ce^{-nt}\right]^{\frac{1}{2n}}}. \tag{28}$$

Faisons dans (27) l'hypothèse particulière $n = \frac{1}{2}$, y devient

$$y = \frac{\sin (t+\varphi)}{Ce^{-\frac{\varepsilon}{2}t} - \frac{\varepsilon}{3}\cos (t+\varphi)} \tag{29}$$

qui au début représente une courbe sinusoïdale, mais dont les oscillations, après avoir crû tout d'abord exponentiellement, finissent par prendre l'allure de celles d'une fonction *tg*.

Faisons enfin $n = 1$ dans (27), l'équation différentielle (12) se réduit à (11) et par suite l'expression (28) nous fournit comme solution *approchée* de (11) dans le cas $\varepsilon^2 << 1$

$$y = \frac{2 \sin (t+\varphi)}{\sqrt{1 + Ce^{-\varepsilon t} - \frac{\varepsilon}{2}\sin 2(t+\varphi)}} \tag{30}$$

ou encore en négligeant le dernier terme :

$$y = \frac{2 \sin (t+\varphi)}{\sqrt{1 + Ce^{-\varepsilon t}}}. \tag{31}$$

Digitized by Google

7. — L'interprétation physique de cette dernière expression est fort simple, car elle s'écrit pour les grandes valeurs négatives de t

$$y = \frac{2e^{\frac{\varepsilon}{2}t}}{\sqrt{C}} \sin(t + \varphi) \qquad (31a)$$

ce qui montre que l'amplitude de l'oscillation commence par croître exponentiellement, comme on devait s'y attendre. Mais après quelque

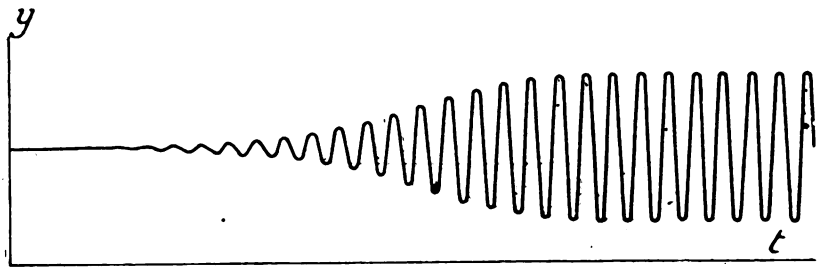


Fig 5. — Courbe intégrale de l'équation $y'' - \varepsilon(1 - y^2)y' + y = 0$, pour ε très petit. Les oscillations croissent d'abord exponentiellement, puis la courbe tend à s'identifier avec la sinusoïde $y = 2 \sin(t + \varphi)$.

temps le terme $Ce^{-\varepsilon t}$ de l'équation (31) devient très petit et par suite le régime permanent final est

$$y = 2 \sin(t + \varphi) \qquad (31b)$$

c'est-à-dire une oscillation sinusoïdale d'amplitude *deux*. (Fig. 5).

J'ai donné en 1920 une démonstration beaucoup plus courte, mais sans doute moins rigoureuse, de la croissance de l'amplitude de la valeur *zéro* à la valeur limite *deux*, telle que la montre la formule (31) (1).

Il est fort remarquable que l'équation

$$A^2 = \frac{a}{be^{-t} + 1} \qquad (32)$$

qui représente la croissance du carré A^2 de l'amplitude sous une forme un peu plus générale, se rencontre également en biologie (2). Cette équation (32) représente, d'après Pearl et Reed, l'accroissement de densité des *drosophyla* (mouche des fruits). L'accroissement de population d'une culture de bactéries ou de parasites se fait suivant la même loi, et enfin la loi de croissance d'un individu d'une

(1) Balth van der Pol, *A theory of the amplitude of free and forced triode vibrations*. Radio Review, **1**, 701-754. *1920*.

(2) V. par ex Lotka, *Elements of Physical Biology*, Baltimore 1925, p. 66.

Digitized by Google

espèce donnée, d'un tournesol par exemple, est entièrement analogue. La figure 6 montre ces trois applications d'une même formule. Les petits cercles représentent les valeurs, relevées expérimentalement dans notre laboratoire, du carré de l'amplitude des oscillations d'une triode au cours de la période d'établissement. Les gros points

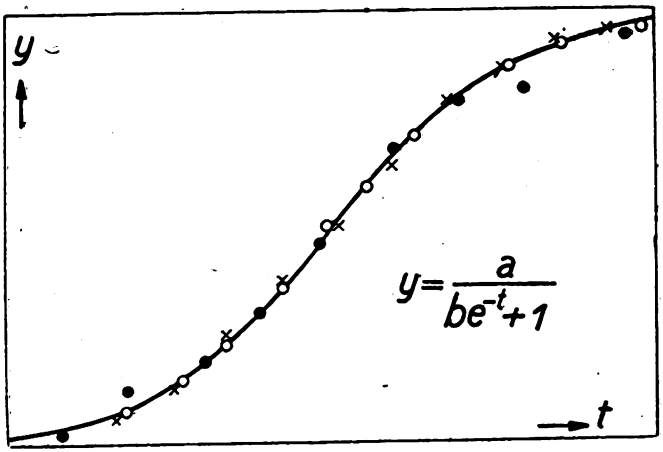


Fig. 6. — Cercles ○ : établissement du régime permanent d'une triode. Points ● : développement d'une colonie de mouches. Croix × : croissance d'un tournesol. La courbe en trait plein a une équation de la forme indiquée.

représentent l'accroissement de population des *drosophyla* et les croix la loi de croissance moyenne d'un tournesol.

La ressemblance intime de ces phénomènes, physiquement si dissemblables, mais mathématiquement analogues, ne saurait être niée. Il est donc très vraisemblable que des problèmes de population plus compliqués, dont la solution analytique serait difficile à obtenir (nous en verrons d'autres exemples par la suite) pourront être résolus expérimentalement en laboratoire à l'aide des oscillations des lampes triodes. Car dès que nous sommes assurés que nos équations représentent correctement un certain problème de population, il est le plus souvent assez simple d'établir un réseau électrique comprenant des lampes et satisfaisant à ces équations, et comme il est beaucoup plus facile d'expérimenter avec des courants électriques qu'avec la matière inerte (sans parler de la matière vivante) la méthode électrique suggérée ci-dessus peut être utilisée avec avantage.

8. — Retournant à l'équation fondamentale (11), qui a d'abord été obtenue à partir d'un circuit oscillant à un seul degré de liberté

Digitized by Google

connecté à un dynatron, il est facile de montrer qu'elle s'applique également au cas d'un oscillateur ordinaire à réaction; la pratique montre que les oscillations dues à ces deux types de circuits sont tout à fait analogues.

Sans entrer dans les détails mathématiques de ce phénomène, ce qui nous prendrait beaucoup trop de temps, je voudrais mentionner ici une circonstance remarquable qui à ce qu'il me semble n'est pas en général correctement interprétée. Je veux parler des cas où le second membre de l'équation (9), au lieu d'être nul est égal à $A \sin(\omega_1 t + \varphi)$, par exemple lorsqu'un récepteur auquel on a donné trop de réaction, et qui par suite oscille de lui-même, reçoit un signal entretenu. En général on entend le son différentiel bien connu de fréquence angulaire $\omega_1 - \omega$, mais avec un peu d'attention on reconnaît qu'il y a toujours une région voisine de la résonance où ce son différentiel n'est plus entendu; cela non pas parce que sa fréquence est trop basse, mais tout simplement parce qu'il a disparu. La raison pour laquelle ce son a disparu peut être cherchée par le calcul, et on trouve qu'elle provient de ce fait, que l'oscillation forcée cause un affaiblissement de l'oscillation libre, au point qu'au voisinage de la résonance l'oscillation libre a complètement cessé d'exister. Il est clair que ce phénomène est intimement lié à la présence du terme *non linéaire* dans les équations (9) ou (11), et n'est possible que parce que le principe de superposition dont nous avons l'habitude, cesse de s'appliquer à des systèmes non linéaires. Ainsi, bien que la fréquence des oscillations libres soit légèrement influencée par les oscillations forcées, c'est principalement l'action de l'oscillation forcée sur *l'amplitude* de l'oscillation libre, qui est la cause de cette « zone de silence » particulière.

Il faut remarquer de plus que dans cette zone de silence, l'amplitude de l'oscillation forcée peut atteindre une valeur très élevée, ce qui n'est pas autre chose que le phénomène bien connu de la résonance. Par suite le système défini par les équations (9) ou (11) avec la condition $\varepsilon^2 << 1$, c'est-à-dire avec un incrément initial très petit, présente d'une part une résonance très aiguë et d'autre part une région très étroite qu'on pourrait appeler de « synchronisation automatique ». Nous devrons avoir ces faits présents à l'esprit lorsque nous étudierons l'action d'une force extérieure périodique sur un système à relaxation.

BALTH VAN DER POL

(*à suivre*).

Digitized by Google

OBSERVATIONS RELATIVES A LA RADIOÉLECTRICITÉ ET A LA PHYSIQUE DU GLOBE

Faite à l'occasion de l'éclipse totale de soleil du 9 mai 1929 à Poulo Condore (Indo-Chine)

par J. B. GALLE

Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — L'éclipse totale de soleil du 9 mai 1929 a produit des perturbations appréciables sur les échos retardés, sur la propagation des ondes radioélectriques courtes, sur l'intensité des parasites atmosphériques, sur la radiogoniométrie des ondes moyennes.

De plus les variations du champ électrique et de l'ionisation de l'atmosphère, du magnétisme terrestre ont été étudiées, mais n'ont donné de résultats nets que pour l'ionisation atmosphérique.

Le programme des travaux dont le Bureau des Longitudes nous avait fait l'honneur de nous confier l'exécution, comportait deux parties bien distinctes :

1° Etude de l'influence de l'éclipse sur les phénomènes de propagation des ondes radioélectriques. Le plan nous en avait été fixé par M. le Général Ferrié et M. Jouaust.

2° Etude de la même influence sur les phénomènes de physique du globe. M. Maurain avait bien voulu nous indiquer les principales expériences à effectuer.

I. — INFLUENCE DE L'ÉCLIPSE SUR LES PHÉNOMÈNES DE PROPAGATION DES ONDES RADIOÉLECTRIQUES.

Le programme des travaux relatifs à cette recherche, comprenait 4 sortes de mesures ou études à effectuer :

a) Mesure de la hauteur de la couche ionisée dont on admet l'existence dans la haute atmosphère (Kennelly-Heaviside).

b) Mesure, en un point, des constantes du champ électrique produit par une émission faite par un poste éloigné.

c) Observation ou mesure des parasites atmosphériques. Bien que ne se rapportant pas directement à la propagation, cette étude avait

Digitized by Google

été comprise dans le programme, en raison de la naissance possible de certains parasites dans la haute atmosphère qui régit les phénomènes de propagation.

d) Etudes des variations de la radiogoniométrie.

Les observations que comportent ces 4 études devaient être faites simultanément.

L'exposé des modes opératoires employés et des résultats obtenus fait l'objet des quatre subdivisions du rapport ci-après.

A) Etudes relatives à la couche de Kennelly-Heaviside

Le programme de travail qui nous avait été fixé comprenait : d'une part la mesure de la hauteur de la couche d'Heaviside-Kennelly par sondage de l'atmosphère au moyen de signaux radioélectriques très brefs, méthode imaginée par M. Jouaust au Laboratoire National de Radioélectricité, et d'autre part d'essayer de mettre en évidence et d'étudier les phénomènes d'échos retardés découverts par le Professeur Stormer et observés également par le Dr Van der Pol, MM. Hals en Norvège et Appleton en Angleterre.

Ces études devaient être faites avant, pendant et après l'éclipse.

PRINCIPE DE LA MÉTHODE.

Un poste émetteur à ondes courtes envoie des signaux à une certaine cadence et un poste récepteur placé à faible distance reçoit chaque signal tout d'abord directement puis après sa réflexion sur la couche d'Heaviside-Kennelly ou sur toute autre région de l'espace.

En pratique les modalités d'exécution diffèrent totalement selon que l'on recherche la hauteur de la couche Heaviside-Kennelly ou les échos retardés.

a) *Mesure de la hauteur de la couche d'Heaviside-Kennelly.* — Si nous nous basons sur une hauteur approximative de 100 km, nous voyons que pour un récepteur rapproché de l'émetteur l'intervalle de temps qui séparera le signal de l'écho sera de :

$$\frac{100 \times 2}{300.000} = \frac{200}{300.000} = \frac{66}{100.000} \text{ seconde.}$$

Le signal devra donc être extrêmement court (inférieur à $\frac{1}{10.000}$ seconde) pour ne pas empiéter sur l'écho.

A la réception un dispositif différentiel imaginé par M. Jouaust per-

Digitized by Google

mettait de séparer des signaux distants de moins de $\frac{1}{1000}$ seconde.

Nous ne décrirons pas le procédé employé pour produire des signaux très brefs, ni le mode opératoire employé pour différencier le signal direct du signal réfléchi. Ces dispositifs ont fait l'objet d'une Communication de M. le Général Ferrié à l'Assemblée Générale de l'Union Radioscientifique internationale de Bruxelles en 1928.

Nous nous bornerons à signaler que nous nous étions munis d'un oscillographe pour remplacer dans cette étude l'écoute à l'oreille par l'enregistrement photographique et qu'avant notre départ de France nous avons étudié un amplificateur spécial susceptible de transmettre sans aucun retard à cet oscillographe les variations de potentiel électrique appliquées à ses bornes d'entrée.

b) *Etudes des échos retardés.* — Ces échos sont séparés du signal par un intervalle de plusieurs secondes pouvant même atteindre plus de vingt secondes.

Leur réception et leur différenciation ne souffre donc aucune difficulté, mais par contre leur identification nécessite l'emploi d'une cadence et d'un schéma d'émission convenable qui permettent de les distinguer des bruits parasites.

Appareils utilisés.

Emission des signaux.

Pour l'émission des signaux nous avons utilisé un poste émetteur à ondes courtes d'une puissance de 500 watts antenne construit par la Société Française Radioélectrique-poste du type F.C.50. L'émission d'ondes entretenues était modulée à une fréquence musicale déterminée. Ce poste nous avait été prêté par le Commandant de la Marine de Saïgon qui avait mis par ailleurs à notre disposition la Cannonière *Inconstant* à bord de laquelle devait être monté l'émetteur.

M. le capitaine de corvette Talon, détaché par M. le Ministre de la Marine à la mission astronomique, s'est chargé, avec le concours de l'Arsenal de Saïgon, du montage de ce poste et en a assuré le fonctionnement pendant la durée des expériences.

Cette installation a présentée quelques difficultés : Le poste lui-même a été installé dans la chambre de veille de l'*Inconstant*, les machines d'alimentation étant en premier lieu installées sur une plate-forme située au-dessus de la salle des machines du bateau.

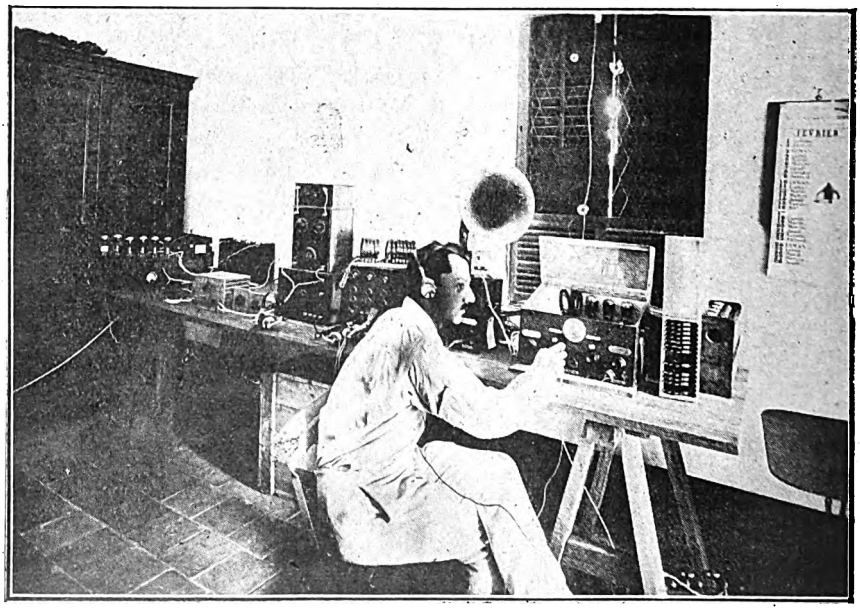
Digitized by Google

Mais l'humidité de cet emplacement était telle que le collecteur de la génératrice de courant continu haute tension était le siège d'un court-circuit permanent.

On a pu remédier à cet inconvénient en enfermant le groupe générateur entier dans une caisse étanche desséchée au chlorure de calcium et disposé sur le pont du navire.

D'autre part, les génératrices à courant continu disponibles à bord se révélèrent insuffisantes pour assurer l'alimentation du poste émetteur.

Après avoir envisagé la situation ainsi créée, nous avons pris la décision d'utiliser comme source de courant les machines du *La Perouse,* bateau du Service hydrographique de l'Indo-Chine qui devait rallier Poulo-Condore quelques jours avant l'Eclipse.



Dispositif de réception des échos.

Le capitaine de frégate Tingry, commandant le *La Perouse* et le Lieutenant de Vaisseau Lambert, Commandant de l'*Inconstant* acceptèrent cette solution qui fut aussitôt réalisée, en rade de Poulo-Condore, par le Commandant Talon.

Nous avions vérifié et remis en état l'appareil émetteur de signaux très brefs, qui avait subi quelques avaries au cours du voyage. Cet appareil avait été essayé en France, avant le départ de la mission,

Digitized by Google

sur le poste radiotélégraphique à ondes courtes installé au Ministère de la Marine et avait donné de très bons résultats. Il nous a été impossible toutefois de lui faire commander le poste de l'*Inconstant*. Nous attribuons cet échec aux deux raisons suivantes :

1° Ce dispositif pour bien fonctionner demande un isolement très soigné qu'il nous était impossible de réaliser dans les conditions d'humidité de l'Ile de Poulo-Condore.

2° L'ensemble des appareils était monté dans la chambre de veille de l'*Inconstant*, pièce exiguë à parois métalliques qui étaient peut-être parcourues par des courants de haute fréquence susceptible de troubler le fonctionnement de l'appareil.

Comme d'autre part au cours des diverses recherches nécessitées par la mise au point des appareils, nous avions constaté l'existence d'échos retardés; nous avons cru devoir conformément aux instructions qui nous avaient été données, porter toute notre attention sur ce phénomène nouveau et abandonner la mise au point des dispositifs destinés à la mesure de la hauteur de la couche d'Heaviside.

Réception des signaux.

L'appareil récepteur utilisé était du type E 20 « Universel », de la Radiotélégraphie Militaire.

Le collecteur d'onde était une petite antenne de 20 m. de long environ, attachée à un mât de 8 mètres de haut environ.

Une bonne prise de terre était obtenue en soudant un fil sur une conduite d'eau passant dans le voisinage.

La réception comportait une détectrice à réaction et un étage d'amplification basse fréquence. Elle était suivie d'un dispositif d'enregistrement des signaux avec oscillographe Dubois, que nous n'avons pas utilisé, l'observation des échos retardés pouvant être faite à l'oreille avec une précision convenable tandis que l'enregistreur ne permettait pas des inscriptions nombreuses à de longs intervalles.

Expérimentation.

L'ensemble des appareils de réception était en ordre de marche à la fin du mois d'avril.

L'*Inconstant* revint de Saïgon le 2 mai, accompagné par le *La Perouse*.

La nécessité d'accoster les deux navires (ainsi qu'il a été indiqué plus haut) nous obligeait à renoncer à notre première idée qui avait été de demander au Commandant de l'*Inconstant* de s'éloigner d'une dizaine de kilomètres pendant les heures d'émission.

Digitized by Google

Les deux bateaux étaient donc à l'ancre dans la baie du Pénitencier au mouillage de la Pierre Blanche, c'est-à-dire à environ trois kilomètres du poste de réception. Ils étaient protégés de la mousson de Sud-Ouest qui soufflait alors et pouvaient rester accostés.

Le 5 mai les essais de modulation du poste émetteur d'ondes courtes ayant échoué, nous avions décidé de nous borner à l'étude des échos retardés.

Mais la mousson changea brusquement, se mit à souffler du Nord-Est et les deux bateaux obligés de se séparer, décidèrent de se rendre à la baie du Sud-Ouest où ils seraient abrités des deux moussons et pourraient rester en permanence accostés.

Le 6 au matin l'ensemble émetteur était à nouveau en ordre de marche et les expériences commencèrent.

Pour assurer la liaison avec le Commandant Talon nous avions décidé que l'*Inconstant* nous ferait chaque jour des appels sur une longueur d'onde de 27 mètres à :

7 h. 50; 10 h. 50; 14 h. 50; 17 h. 50. Temps moyen local et que nous l'appellerions à notre tour par le poste amorti de *Poulo Condore* sur une longueur d'onde de 600 mètres à :

8 h. ; 11 h. 50; 15 h. ; 18 h. Temps moyen local.

Il avait d'autre part été convenu que l'horaire des émissions scientifiques serait le suivant :

« Du 6 mai au 10 mai inclus :

« Tops manipulés toutes les 30 secondes pendant les dix premières minutes de chaque demi-heure ronde de quatre heures à 10 heures T. M. G. ».

Durant toute la journée du 6 mai nous n'avons pu ni entendre les signaux scientifiques, ni établir la liaison entre la baie du sud-ouest et la baie du *Pénitencier*. Cette journée avait été très orageuse et nous pensions que c'était là l'origine de cette impossibilité.

Mais le lendemain 7 mai, journée beaucoup moins orageuse, nous percevions très faiblement et de façon illisible les émissions amorties du *La Pérouse* d'une puissance de 5 kilowats distant de 6 kilomètres en ligne droite seulement alors que le poste de *Mytho* d'une puissance de 10 kilowats, mais distant de 175 kilomètres était entendu extrêmement fort.

Nous nous trouvions devant un phénomène d'écran extrêmement net, l'écran étant constitué par l'arête rocheuse du sud de l'île qui atteint 584 mètres au Grand Sommet.

Le phénomène ne pouvait qu'être encore plus net sur ondes

Digitized by Google

courtes; nous n'avons d'ailleurs jamais pu entendre les émissions sur la longueur d'onde de 27 mètres.

Heureusement vers la fin de l'après-midi du 7 mai, la mousson revint s'établir au sud-ouest et la rade de *Poulo Condore* redevint suffisamment calme pour permettre à deux bateaux de s'y maintenir accostés.

Le Directeur du *Pénitencier* voulut bien mettre à notre disposition sa chaloupe à moteur et à 19 heures nous nous trouvions à bord du *La Pérouse* et de commun accord décidions le retour des bateaux à la baie du *Pénitencier* pour le lendemain matin, 8 mai.

Le 8 mai, dès 10 h. du matin, l'émission fut réglée sur une longueur d'onde de 25 mètres et les signaux furent émis régulièrement toutes les 30 secondes pendant 10 minutes au début de chaque demi-heure ronde.

Ne pouvant assurer nous-mêmes l'écoute des échos étant donnée la nécessité d'assurer le fonctionnement des appareils de géophysique, nous avons confié ce soin à un quartier-maître de la Marine (1).

Les expériences furent poursuivies toute la journée et cessèrent à 17 h. 10 minutes, heure locale.

Devant l'intérêt des résultats obtenus nous fûmes conduits à modifier légèrement notre programme pour le lendemain 9 mai, jour de l'éclipse, et à transmettre sans arrêt des signaux de 11 heures à 17 heures 40, temps moyen local, en intercalant toutes les 10 minutes un trait de 30 secondes, pour permettre de parfaire les réglages de la réception. Le Commandant TALON devait rester à bord de l'*Inconstant* pour surveiller les émissions. En outre, de 12 heures 47 à 14 heures 34 nous avons eu le concours de M. BOYER, chef de poste de *Poulo Condore* ce qui nous a permis de contrôler pendant cette période les observations faites par le quartier-maître.

Ces deux opérateurs écoutant sur le même récepteur, mais l'un avec un casque et l'autre avec un haut parleur, ayant chacun une montre distincte pour noter les heures, ne pouvaient ainsi avoir d'influence réciproque.

Enfin le 10 mai nous avons poursuivi les expériences avec le même programme que le 8 mai les observations étant toujours faites à l'oreille.

Le phénomène ne présentait pas de régularité, tous les signaux n'avaient pas d'échos et nous n'avons pas regretté de n'avoir pas mis en œuvre l'enregistreur, car les réglages auraient risqué de nous

(1) Le Quartier-Maître radiotélégraphiste Goasgen.

Digitized by Google

faire perdre certains échos et de troubler ainsi l'allure des phénomènes telle qu'elle aurait dû apparaître du relevé complet des échos perçus. Nous avons cru bon, dans ces conditions, de nous assurer certaines garanties relativement à la réalité du phénomène observé. Nous avons demandé aux membres de la mission astronomique et aux officiers de Marine présents de venir écouter ces échos. Tous ont été d'avis qu'étant donné la similitude qui existait au point de vue note musicale entre le premier signal et les sons perçus,. il ne pouvait s'agir que d'échos.

Résultats.

Les observations relatives aux trois journées des 8, 9 et 10 mai ont été relevées *par le même observateur.*

Toutes les heures sont exprimées en temps moyen local. Nous avons adopté cette heure pour conserver la corrélation des phénomènes avec la position du soleil.

Enfin, quand nos opérateurs se sont montrés plus entraînés, nous leur avons demandé de différencier les échos par leur intensité et ceci est noté à partir de 11 heures 40 le 9 mai.

Nous avons en effet constaté que les échos enregistrés se divisent en deux catégories et que nous croyons très différentes :

a) des échos faibles ou même très faibles, en grand nombre, mais irréguliers souvent multiples et arrivant souvent déformés, nous voulons dire par là que plusieurs lettres i semblent se succéder et se chevaucher.

b) Des échos fort ou même très forts. Ces échos sont beaucoup plus réguliers et reproduisent très fidèlement le signal : même note, même cadence.

Pour essayer de traduire numériquement cette différence d'intensité nous pourrons dire, à titre purement documentaire, qu'en prenant pour unité l'intensité du signal émis, les signaux faibles ont une intensité de l'ordre de $\frac{1}{100}$ les signaux forts ont une intensité variant de $\frac{1}{3}$ à $\frac{1}{10}$.

D'ailleurs pour être sûr de ne pas introduire d'autres variables dans le phénomène nous recevions ces signaux avec le circuit de la lampe détectrice réglé au-dessous de la limite d'entretien. Nous entendions donc la note de modulation des signaux émis (modulation due à la machine génératrice haute tension du poste émetteur) et nous retrouvions cette même note avec les échos.

Digitized by Google

Nous avons constaté que le phénomène des échos se produit surtout entre 12 h. 30 et 16 heures.

L'heure de l'éclipse coïncidait donc avec une grande activité du phénomène. En examinant les divers documents joints à ce rapport on constatera que les échos, très nombreux tout d'abord, ont totalement disparu de 13 h. 51 minutes à 13 h. 54 m. 29 s., l'éclipse totale commençant à 13 h. 53 m. 45 s. et prenant fin à 13 h. 58 m. 25 s.

Pour rendre tous ces résultats plus apparents, nous avons établi des graphiques (grand dépliant ci-joint) sur lesquels ont été portés : en abscisses les heures de la journée et en ordonnées les intervalles de temps séparant les échos des signaux dont l'heure d'émission est lue sur l'échelle des abscisses.

Des traits verticaux s'étendant sur 30 secondes correspondent aux traits de 30 secondes émis toutes les 10 minutes.

Enfin les surfaces hachurées représentent les périodes pendant lesquelles il n'y a pas eu d'émissions.

Nous pouvons remarquer sur ce graphique que pour des instants voisins les échos semblent arriver avec un même retard, ce qui se traduit par des alignements horizontaux de points, alignements dont l'ordonnée varie avec l'époque de la journée.

De plus les échos forts ont la plupart du temps des retards égaux ou supérieurs à 20 secondes.

Quelques-uns cependant ont de faibles retards, inférieurs à 10 secondes, alors que très peu ont des retards compris entre 10 et 20 secondes.

Un incident qui s'est produit au cours des émissions nous porte à croire que ces échos à retards relativement faibles pourraient bien ne pas provenir du dernier signal émis, mais du signal précédent.

En effet le jour de l'éclipse à 14 h. 12 m. 39 s., l'opérateur a oublié d'émettre le signal, les opérateurs du poste de réception, quoique ayant bien noté l'absence du signal ont néanmoins observé des échos qui eussent été considérés comme en retard de 5 et 10 secondes sur l'émission déficiente si elle avait eu lieu et qui par conséquent se trouvaient en retard de 35 et 40 secondes sur le seul signal qui eut pu leur donner naissance.

Nous n'avons malheureusement pu constater ce fait qu'en dépouillant les résultats d'expérience et nous n'avons donc pu modifier immédiatement notre mode opératoire pour vérifier l'exactitude de l'hypothèse que nous venons d'émettre.

(*à suivre*). J.-B. GALLE.

Digitized by Google

RÉCEPTEUR A SENSIBILITÉ ASSERVIE (1)

par H. de BELLESCIZE.

SOMMAIRE. — L'auteur montre d'abord comment l'évolution de la téléphonie sans fil, caractérisée tant par l'accroissement de la portée des stations émettrices que par la généralisation des récepteurs à commande unique, entraîne comme corollaire l'asservissement automatique de l'amplification. Il rappelle ensuite le dispositif d'asservissement décrit par lui dans cette revue en 1927, et expose la réalisation definitive à laquelle l'ont conduit ces trois années d'expériences. Le travail s'achève par la description sommaire de quelques autres systèmes poursuivant le même but.

I. — *Exposé du problème.*

Depuis les débuts du broadcasting, les amateurs de radiophonie se partagent en deux écoles. Suivant les uns, les auditions locales ou provenant de stations très voisines valent seules la peine d'être écoutées ; elles exigent en effet, des récepteurs peu sensibles, donc ne soufflant pas, rarement brouillés, et auxquels, pour ces deux motifs, on peut demander de rendre fidèlement toute la gamme des sons audibles. Pour les autres, au contraire, le principal agrément de la T. S. F. réside précisément dans la variété permise par l'écoute de stations aussi nombreuses que possible, choisies suivant les programmes et les circonstances.

Comme il arrive souvent, cette discussion peut s'éterniser, les arguments des uns et des autres ne s'imposant pas d'une manière absolue. Il est clair qu'un auditeur habituellement brouillé par le voisinage de moteurs ou de stations émettrices défectueuses, désuètes, véritables sources perturbatrices, se cantonnera par force dans la veille du speaker local. Par contre, un amateur plus favorisé sera fort heureux d'échapper à l'emprise du même speaker dont les imperfections deviennent parfois à la longue insupportables ; la veille de stations plus lointaines, judicieusement choisies, présentera alors un intérêt incontestable et susceptible d'être obtenu presque à coup sûr.

Plusieurs circonstances contribuent à renforcer de jour en jour la position de cette seconde école. Parmi ces circonstances, on doit

(1) Brevets Français : n° 628, 595., 13 avril 1926.
P. V. n° 293, 050., 7 avril 1930.

Digitized by Google

citer d'abord la généralisation de la commande unique, qui, en principe tout au moins, permet de quitter une station ayant cessé de plaire pour en choisir instantanément une autre dont la propagation semble meilleure ou le programme plus intéressant. Nous constatons en second lieu une sérieuse augmentation numérique des émetteurs puissants susceptibles d'être confortablement entendus à plusieurs centaines de kilomètres; cette augmentation est même si rapide qu'elle pourrait faire croire à un véritable gaspillage de kilowatts, si l'on ne tenait compte du mauvais rendement imposé à l'ensemble du broadcasting par l'absence de toute réglementation et de tout contrôle véritablement appropriés. En fait, le nombre des auditions efficaces croît beaucoup moins vite qu'il ne serait possible et désirable, mais néanmoins il croît.

Ceci posé, un amateur situé en un lieu où les conditions d'écoute sont acceptables pourrait penser qu'il lui suffit d'acquérir un récepteur à commande unique pour être à même de choisir agréablement entre les stations locales et un certain nombre d'autres plus ou moins éloignées. Or, il n'en est rien, et cet amateur constaterait bientôt qu'en outre du bouton d'accord dont on lui a vanté les mérites, il en existe au moins un second exigeant une manœuvre presque continuelle : je veux parler de l'organe commandant la sensibilité. Cette sensibilité doit être modifiée, non seulement lorsqu'on passe d'une station à une autre, mais encore et surtout pendant l'écoute de n'importe quelle émission quelque peu distante dont la propagation est sujette à varier. Or, dans ce deuxième cas, tout réglage rationnel est impossible; comment l'usager pourra-t-il être certain que ses manœuvres le conduisent à rendre les nuances de la musique? Selon toute probabilité, au contraire, il sera tenté de renforcer la sensibilité durant « les pianissimo » pour l'affaiblir pendant les « forte »; à moins encore que, dénué d'oreille et incapable de discerner la valeur d'un timbre, il ne se contente d'un appareil à faible volume de son, dont l'amplitude soit automatiquement limitée par la courbure des caractéristiques de lampes. Cette dernière éventualité nous paraît assez fréquente, mais elle devra disparaître lorsque se généraliseront les récepteurs munis d'excellentes basses fréquences alimentées sous des tensions élevées: l'auditeur le moins averti ne supporte pas longtemps que la même audition soit à un instant donné quasiment imperceptible, et l'instant d'après tonitruante.

L'introduction dans les récepteurs destinés au broadcasting d'un organe asservissant automatiquement la sensibilité, est donc un

Digitized by Google

corollaire obligatoire de l'évolution caractérisée par la commande unique, la multiplication des stations à grande portée, et l'usage des basses fréquences fidèles et puissantes.

Le dispositif de commande asservie que nous allons décrire, l'a déjà été partiellement dans *l'Onde électrique* (mars 1927) et a fait l'objet d'un certain nombre de réalisations pratiques ; mais depuis lors, il a été notablement perfectionné et amené au point voulu pour satisfaire à des exigences qui ne tarderont peut-être plus beaucoup à se manifester.

II. — *Quelques solutions.*

Au cours des dernières années, plusieurs procédés ont été imaginés dans le but de soustraire un signal aux variations d'intensité dues aux écarts dans la propagation des ondes hertziennes. Ces procédés peuvent être classés en deux catégories. A la première catégorie appartiennent ceux dans lesquels le résultat global à obtenir, à savoir l'audition ou l'enregistrement, dépend de plusieurs réceptions simultanées ou successives que les écarts de propagation affectent de manière inégale. On peut alors, ou bien superposer les résultats partiels individuellement tirés de ces réceptions, et en obtenir une moyenne dont les variations soient moins probables ; ou bien faire en sorte qu'à tout instant la réception la plus favorisée soit rendue prépondérante. Les facteurs auxquels on peut faire appel seront par exemple :

— La répartition dans le temps, mise en œuvre par la répétition du signal.

— La répartition dans l'espace, plusieurs antennes suffisamment espacées étant souvent inégalement soumises au même fading.

— La diversité dans la constitution des aériens : plusieurs aériens diversement polarisés, une antenne ouverte et un cadre par exemple, ne se comportent pas de la même manière.

— L'usage simultané de plusieurs longueurs d'ondes.

Ces divers principes rendront sûrement service et peut-être deviendront-ils indispensables ; mais ils semblent réservés aux installations professionnelles pour lesquelles la complication et le coût élevé des appareils constituent un inconvénient secondaire, et par certains côtés même un avantage.

La seconde catégorie comprend les récepteurs dont l'amplification varie automatiquement en sens inverse, ou mieux en raison inverse, de la force électromotrice exercée sur le collecteur d'ondes. Comme

Digitized by Google

cette force électromotrice, dont les variations constituent la source des phénomènes à corriger, est peu accessible, on utilise généralement un troisième paramètre, à savoir le courant moyen produit par le signal à la sortie du détecteur. Ce courant moyen doit être maintenu constant malgré les variations du signal ; il représente donc le résultat à obtenir en même temps qu'il constitue l'agent utilisé au contrôle de l'amplification. A première vue, ces deux rôles sont quelque peu contradictoires : la liaison matérielle créée entre le courant détecté D et l'amplification A précédant le détecteur, se traduit d'ordinaire par une fonction mathématique $A = f(D)$, incompatible avec la double condition que D soit fixe et A variable. La totalité des dispositifs purement électriques proposés à ce jour tombe sous cette critique; on y obtient seulement que le courant détecté varie beaucoup moins vite que la force électromotrice s'exerçant sur l'aérien : et, pour être pratiquement suffisante, cette solution approximative exige une forte amplification du courant continu détecté ; d'où la nécessité d'accessoires encombrants, tels que piles de liaison entre étages de l'amplificateur basse fréquence.

Pourtant le problème posé n'est pas insoluble ; il a reçu en mécanique, sous le nom de servo-moteur, commande asservie... de nombreuses applications qu'il suffirait de transposer telles quelles dans le problème qui nous occupe. Toutefois, comme on imagine mal la sensibilité d'une réception d'amateur manœuvrée à l'aide d'un moteur, on a dû imaginer la variante présentée ci-après, sous le nom de « récepteur à sensibilité asservie ».

Tout en continuant à commander l'amplification qui le précède, le courant détecté ne lui est plus relié par une fonction ; il peut demeurer constant, et le demeure en effet, à un léger écart près, qui est lui-même une constante fixée par les caractéristiques mécaniques d'un relais.

Ce dispositif d'asservissement présente les propriétés requises pour être mis entre toutes les mains. Il est robuste, indéréglable et économique ; il ne modifie ni l'aspect, ni les organes extérieurs du récepteur : en particulier, il s'adapte aux amplifications habituelles et ne nécessite pas de sources supplémentaires. Il facilite la recherche des accords et la rend plus précise. La commande unique cesse d'être illusoire, la sensibilité s'adaptant automatiquement à l'intensité des stations que la manœuvre d'accord fait successivement défiler. Enfin, le fait que la sensibilisation et la désensibilisation automatiques soient réalisées à l'aide de deux circuits distincts

Digitized by Google

permet à ces opérations des vitesses inégales ; on atténue ainsi, dans une mesure appréciable, l'effet de souffle qui accompagne d'ordinaire les fadings à la fois rapides et profonds.

III. — *Asservissement de la sensibilité.*

a) Le principe appliqué se comprend de suite à l'aide de la fig. 1, extraite elle-même de la fig. 9 qui représente le récepteur complet. Le courant détecté i_1 issu de la lampe L_3 est envoyé dans le bobinage principal P d'un relais mécanique, après avoir été au préalable ramené à sa valeur moyenne (l'onde porteuse en téléphonie ordi-

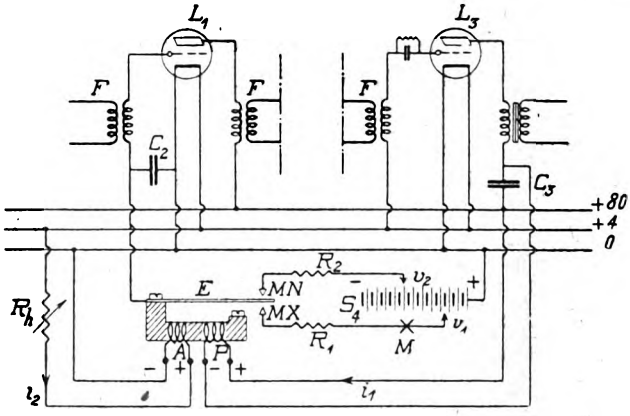


Fig. 1.

naire) et débarrassé de la modulation à l'aide d'un condensateur C_3 de capacité convenable ; i_1 est donc un courant sensiblement continu, qu'il s'agit de rendre indépendant de l'intensité du signal actionnant le récepteur.

Ce relais mécanique commande la charge d'un second condensateur C_2, dont dépend la polarisation v (fig. 2) de l'électrode de contrôle d'une lampe amplificatrice L_1 précédant la détectrice ; cette lampe travaille dans le coude inférieur de sa caractéristique de plaque, et sa sensibilité correspondant à une polarisation v est proportionnelle à la tangente trigonométrique tg α de l'angle α.

La polarisation convenable est à tout instant assurée comme suit : supposons qu'un accroissement dans l'intensité du signal se traduise — étant donné le mode de détection représenté — par une diminution du courant i_1 ; l'armature E du relais vient porter sur le contact MN et ferme à travers une résistance R_2, le condensateur C_2, sur un

Digitized by Google

voltage négatif v_2 qui, appliqué durant un temps suffisant, annulerait la sensibilité de la lampe L_1. Le condensateur C_2 se charge plus négativement, avec une vitesse qui dépend de la constante de temps $R_2 \times C_2$; le point représentatif v (fig. 2) recule vers la gauche, la sensibilité tg α de l'étage amplificateur diminue, ainsi par suite, que l'amplitude des oscillations appliquées à la détectrice L_3. Le courant i_1 augmente donc de la quantité nécessaire pour que l'armature E quitte le contact MN.

Par contre, une diminution dans l'intensité du signal provoque les manœuvres inverses : venue de l'armature sur le contact MX relié à travers la résistance R_1 à un voltage v_1 pour lequel la caractéristique de plaque atteint une pente voisine du maximum ; sensibilisation de la lampe L_1 avec une vitesse dépendant de la constante de temps R_1, C_2 ; accroissement de l'amplitude des oscillations

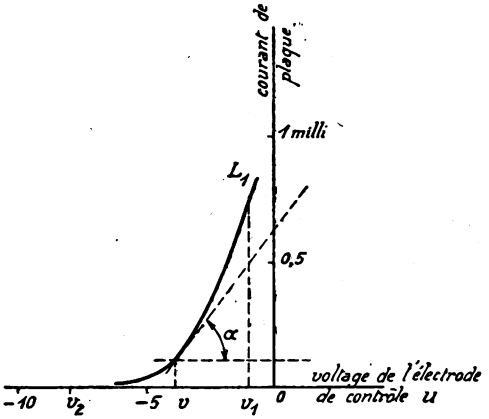


Fig. 2.

actionnant la détectrice ; diminution du courant i_1 ; rupture du contact MX. Tant que les conditions de propagation demeurent invariables, l'armature E reste en équilibre entre les deux contacts, et le condensateur C_3 fait l'office d'une source de polarisation invariable.

L'opérateur doit, bien entendu, pouvoir ajuster le courant i_1 à la valeur qui lui semble correspondre à l'audition la plus agréable ; le bobinage principal P est donc le siège d'un certain nombre d'ampères-tours susceptible d'être modifié. Comme, par construction, le relais obéit à une force magnétomotrice déterminée une fois pour toutes, un appoint réglable est à prévoir d'une manière quelconque : on l'obtient, par exemple, au moyen d'un bobinage auxi-

Digitized by Google

liaire A parcouru par un courant i_2 réglable à l'aide d'un rhéostat R*h*.

Ce premier montage, fort simple, nécessite quelques observations :

— On peut démontrer et vérifier expérimentalement que la principale cause de fatigue imposée aux contacts dépend des voltages qui leur sont appliqués, et non des quelques microampères traversant les résistances R_1 R_2 ; avec les contacts platine-or, qui nous ont jusqu'ici donné les meilleurs résultats, un fonctionnement de durée illimitée peut être prévu, à condition que la différence $v_2 - v_1$ n'excède pas 8 à 10 volts. Les coudes des caractéristiques occupant de 3 à 4 volts, une marge suffisante subsiste donc pour tenir compte des inégalités observées dans la construction des lampes et susceptibles de déplacer quelque peu leurs caractéristiques.

— Le courant détecté i_1 n'est pas rigoureusement stabilisé, puisqu'il subit les écarts correspondant au passage de l'armature d'un contact à l'autre. Voici comment cet inconvénient peut être rendu négligeable :

Une partie de ce soin incombe d'abord au constructeur du relais, pour lequel le problème, d'ordre plutôt mécanique, consiste à établir un type susceptible d'un fonctionnement prolongé (affaire de course et de pression), l'armature parcourant sa course pour la plus faible variation possible ΔT des ampères-tours T. Diverses conditions contradictoires resserrent d'autre part T entre des limites assez étroites. Une fois ajustés au mieux, les paramètres ΔT et T deviennent en quelque sorte des constantes de l'appareil.

Pour le constructeur de l'appareil radiotélégraphique au contraire, ce n'est pas ΔT qui importe, mais bien le courant ΔI faisant passer l'armature d'un contact à l'autre. Désignons par N le nombre de spires du bobinage P principal, et par I le courant qui, lancé dans ce seul bobinage, suffirait à assurer le fonctionnement du relais. Les relations connues :

$$T = NI. \qquad \Delta T = N.\Delta I$$

montrent que pour réduire ΔI, il convient de choisir dans la série de relais du même type le modèle dont l'enroulement principal comporte le plus grand nombre de spires ; là encore, une limite est imposée par diverses considérations (encombrement, solidité du conducteur, résistance électrique) et elle est plus élevée avec un isolement à l'émail qu'avec un isolement à la soie.

En définitive, et pour fixer les idées supposons que tout étant choisi au mieux, l'écart de courant correspondant à la course de l'armature vaille

$$\Delta I = 50 \text{ microampères.}$$

Digitized by Google

Reste à établir le récepteur de manière à rendre cet écart négligeable. Or, l'expérience montre qu'au cours d'une audition, des écarts de l'ordre de 25 0/0 sur l'amplitude de l'onde porteuse passent totalement inaperçus. Il faut donc faire en sorte que, dans le courant de plaque i_1 (fig. 1), la part Δi_1 due en propre au courant détecté soit au moins égale à

$$4 \times 50 = 200 \text{ microampères.}$$

La partie basse fréquence du récepteur (transformateur, lampe terminale, haut parleur) devra être aménagée pour que ce chiffre, d'ailleurs tout à fait usuel, corresponde à des auditions agréables.

— Notons enfin que les données N et T imposent au courant de plaque i_1 la limite supérieure

$$i_1 < \frac{T}{N}.$$

Par exemple, avec T = 55 ampères-tours, N = 14 000 spires, $i_1 < 3{,}93.10^{-3}$ ampères. Il convient de se réserver une marge pour le réglage et pour les inégalités propres aux lampes ; avec les

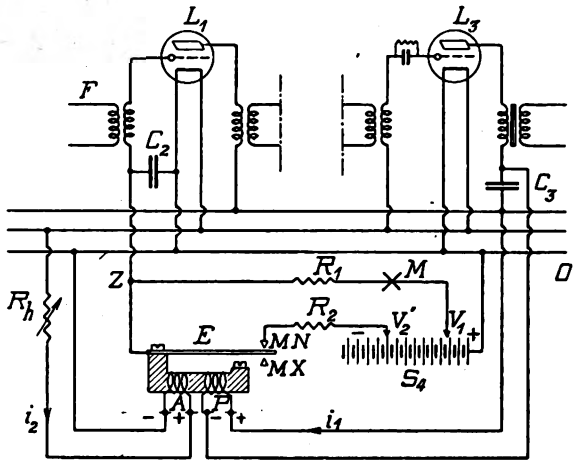


Fig 3.

données ci-dessus, la détectrice L_3 et sa tension de plaque pourront être raisonnablement choisies, de manière à fournir un courant permanent compris entre 1,8 et 3,2 milliampères. Ces limites fixent à leur tour les caractéristiques du bobinage auxiliaire et de son rhéostat R*h*, lesquels auront à fournir un nombre d'ampères-tours additionnels compris entre

$55 - 14000.1{,}8.10^{-3} = 30$ et $55 - 14000.3{,}2.10^{-3} = 10$.

Digitized by Google

Nous avons supposé les ampères-tours additifs ; un calcul analogue pourrait être établi pour le cas contraire.

b) Bien que l'écart de courant ΔI nécessaire à la course de l'armature ne soit guère appréciable dans la pratique, nous avons cherché à l'annuler en faisant travailler le relais sur un seul contact.

Les figures 3 et 4 représentent des solutions de ce genre.

Dans la figure 3, une augmentation du courant de plaque i_1 correspondant (étant donné le mode de détection) à un affaiblissement du signal rompt le contact MN. Le condensateur C_2 est alors relié par la résistance R_1 à la prise v_1 ; la sensibilité de la lampe L_1 augmente, le courant de plaque i_1 baisse et rétablit le contact MN. Le condensateur C_2 se charge alors plus négativement, de façon à rapprocher son potentiel de celui du point Z ; la sensibilité diminue, le

$$v_2 = v_1 + (v_2' - v_1) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (1)$$

courant i_1 remonte, et ainsi de suite. L'armature est ainsi maintenue en mouvement vibratoire, l'écart de courant ΔI observé sur i_1 étant celui nécessaire pour ouvrir et fermer effectivement un même contact ; cet écart est de l'ordre du microampère.

L'expérience nous a prouvé que ce fonctionnement imposait aux contacts du relais un effort beaucoup plus sévère que précédemment ; le nombre de ruptures par unité de temps est très augmenté ; la course réduite à moins de 1/1000 de millimètre (ainsi que le montre un examen à la loupe), favorise la formation et le maintien, entre les contacts en présence, de particules conductrices affectant la forme de filaments fins, souples et adhérents.

Des essais prolongés nous ont amené à conclure que la cause de ces perturbations résidait dans la différence de potentiel $v_2' - v$ existant entre l'armature et MN à l'instant où les pièces entrent en contact : la limite en est $v_2' - v_1$. Or, dans le montage de la fig. 3, v_2' est nécessairement plus négatif que le voltage v_2 annulant la sensibilité du récepteur. La différence $v_2' - v_1$ peut, il est vrai, se rapprocher de celle $v_2 - v_1$ en augmentant le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ des résistances, mais diverses considérations empêchent d'aller très loin dans cette voie.

Nous avons, en conséquence été conduit à réduire la différence de potentiel existant entre les contacts par l'adoption du dispositif représenté fig. 4. Les voltages v_2 et v_1 y redeviennent ceux strictement nécessaires à la désensibilisation et à la sensibilisation de la lampe L_1. La désensibilisation s'opère avec une vitesse dépendant

Digitized by Google

de la constante de temps $R \times C_2$; et la sensibilisation avec une vitesse moindre dépendant de la constante de temps $(R + R_1)C_2$: ainsi qu'il sera expliqué plus loin, cette circonstance est favorable. Ce montage paraît donc être le meilleur qu'il soit possible de présenter pour satisfaire au fonctionnement sur un seul contact. Nous ne saurions toutefois le recommander dès à présent, n'en possédant pas encore une expérience suffisante. La pratique démontre en tout cas qu'avec le contact platine-or, il n'est pas prudent de dépasser, en mouvement vibratoire, 6 à 7 volts pour la différence $v_2 - v_1$. Le plus simple consiste alors à prendre $v_1 = 0$, $v_2 = -6v$, et à choisir pour l'étage L_1 une lampe (par exemple R 78 de la Radio-

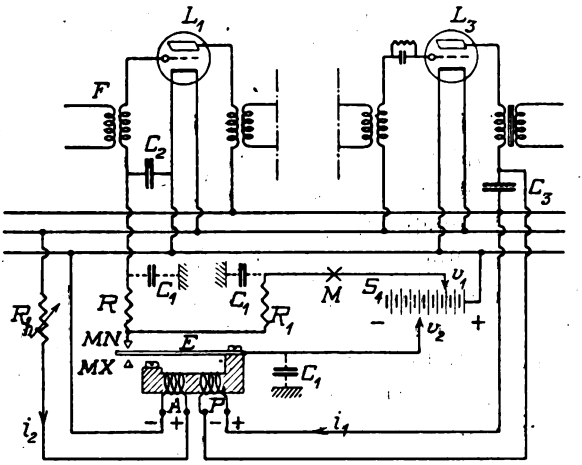


Fig 4.

technique) et une tension de plaque telle que la caractéristique s'annule vers — 3 ou — 4 volts.

R et R_1 seront par exemple de l'ordre de 1 Ω ; C_2 compris entre 0, 3 et 1 microfarad.

IV. — *Considérations diverses communes à ces montages.*

a) Il leur a été reproché de faire travailler une lampe L_1 dans la partie courbe de sa caractéristique, et d'introduire ainsi un harmonique 2 qui se superpose à l'oscillation fondamentale.

Ceci mérite un examen attentif, mais on remarquera d'abord que la même critique pourrait être adressée à la presque totalité des

Digitized by Google

contrôles de sensibilité exécutés à la main, tels qu'ils sont en usage dans des récepteurs depuis longtemps en service.

Pour fixer les idées à l'aide d'un exemple numérique, considérons une lampe (fig. 2) dont la caractéristique pour les voltages de grille u compris entre — 6 et — 1 volt, soit représentée par l'équation :

$$i = 0{,}03.10^{-3}u^2 + 0{,}36.10^{-3}u + 1{,}08.10^{-3}$$

C'est sensiblement la lampe Philipps A410 alimentée sous 60 volts. Désignons en outre par :

K_m l'amplification maxima des organes compris entre les grilles L_1 et L_3.

K_2 la désensibilisation propre à l'étage L_1 et correspondant à une polarisation donnée v.

$K = \frac{K_m}{K_2}$ l'amplification à laquelle on est réduit par la désensibilisation K_2.

ω la pulsation de haute fréquence du signal (le terme « haute fréquence » étant simplement choisi par opposition à celui « basse fréquence » correspondant à la modulation).

Ω pulsation de la modulation.

a taux de la modulation, en pour cent.

Il faut à peu près 1 volt sur la détectrice pour obtenir le courant détecté de 200 microampères qui nous est indispensable. L'oscillation exercée sur la grille de la lampe L_3 vaut donc :

$$(1 + a \sin \Omega t) \sin \omega t,$$

et celle exercée sur la grille de la lampe L_1

$$\frac{1}{K}(1 + a \sin \Omega t) \sin \omega t.$$

Il faut y ajouter la polarisation v, d'où :

$$u = v + \frac{1}{K}(1 + a \sin \Omega t) \sin \omega t.$$

Portant cette expression dans l'équation de la caractéristique, le courant de plaque i de la lampe L_1 devient :

$$i = 0{,}06.10^{-3}\frac{1}{K}(1 + a \sin \Omega t)(v + 6) \sin \omega t$$
$$- 0{,}015.10^{-3}\frac{1}{K^2}\left(1 + 2a \sin \Omega t - \frac{a^2}{2} \cos 2\Omega t + \frac{a^2}{2}\right) \cos 2\Omega t$$
$$+ \frac{0{,}015.10^{-3}}{K^2}\left(2a \sin \Omega t - \frac{a^2}{2} \cos 2\Omega t\right) + \text{cste}.$$

Cette oscillation traverse ensuite un certain nombre de résonateurs accordés sur la pulsation ω ; les termes de basse fréquence, en Ω et 2Ω, y sont généralement rendus négligeables ; et les termes de la

Digitized by Google

fondamentale ω y sont avantagés dans une certaine proportion s par rapport à ceux de l'harmonique 2ω. Cette proportion s dépend des propriétés sélectives des circuits, et son calcul est généralement aisé.

On doit finalement retenir, à l'entrée de la détectrice L_3, une oscillation de la forme :

$$i = 0{,}06.10^{-3}\,\frac{s}{K}\,(1 + a\sin\Omega t)(v + 6)\sin\omega t$$

$$- 0{,}015.10^{-3}\,\frac{1}{K^2}\left(1 + \frac{a^2}{2} + 2a\sin\Omega t - \frac{a^2}{2}\cos 2\Omega t\right)\cos 2\omega t.$$

Le timbre de la fondamentale Ω est donc véhiculé tant par des termes en ω que par des termes en 2ω. Même dans le cas limite, et le plus défavorable, où la lampe L_1 se trouverait polarisée à -6 volts, ce son fondamental, exclusivement amené par une oscillation porteuse 2ω, ne disparaîtrait pas vis-à-vis de son harmonique 2Ω, le premier ayant une amplitude $2a$ encore importante vis-à-vis de celle $\frac{a_2}{2}$ du second. Mais ce fonctionnement serait défectueux, parce que le pourcentage de modulation, porté au double $2a$ de sa valeur normale, pourrait dépasser l'amplitude de l'onde porteuse : ce serait une cause certaine de déformation.

Nous devons donc rechercher les conditions telles que l'amplitude moyenne

$$0{,}06.10^{-3}\,\frac{s}{K}\,(v + 6)$$

de l'oscillation ω soit sûrement élevée vis-à-vis de l'amplitude moyenne

$$0{,}015.10^{-3}\,\frac{1}{K^2}$$

de l'oscillation 2ω.

S'il en est ainsi, nous serons *a fortiori* assurés que l'harmonique $2\,\Omega$ affecté du coefficient supplémentaire $\frac{a_2}{2}$ sera encore plus faible vis-à-vis de la fondamentale Ω affectée du coefficient plus élevé a.

On est donc amené à faire en sorte que le rapport

$$Z = \frac{0{,}06.10^{-3}\,\frac{s}{K}\,(v + 6)}{0{,}015.10^{-3}\,\frac{1}{K^2}} = 4Ks(v + 6) = 4\,\frac{K_m}{K_2}\,s(v + 6)$$

soit notablement supérieur à l'unité.

Cette étude de Z est compliquée par le fait que la désensibilisation

Digitized by Google

K_2 est elle-même une fonction de la polarisation v. Calculons cette fonction.

L'amplification propre à la lampe L_1 soumise au voltage u dont la moyenne est v peut être approximativement définie par la pente α (fig. 2) de la tangente à la caractéristique statique.

$$i = 0{,}03.10^{-3}v^2 + 0{,}36.10^{-3}v + 1{,}08.10^{-3}.$$

Donc :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{di}{dv} = 0{,}06.10^{-3}v + 0{,}36.10^{-3},$$

et :

$$K_2 = \frac{\left(\frac{di}{dv}\right)_{v=-1}}{\left(\frac{di}{dv}\right)_{v=v}} = \frac{0{,}30.10^{-3}}{0{,}06.10^{-3}v + 0{,}36.10^{-3}}.$$

D'où la fonction cherchée :

$$V = \frac{5 - 6K_2}{K_2}$$

et :

$$Z = 20\,\frac{K_m}{K_2^2}\,s \qquad (2)$$

Supposons par exemple de l'amplification maxima K_m réalisée entre les grilles des lampes L_1 et L_3 soit égale à 400 ; et que la sélection s conférée au signal de pulsation ω par rapport à l'oscillation de pulsation 2ω vaille 75, résultat facile à atteindre avec un seul résonateur très ordinaire. Ces conditions correspondront à :

$$Z = \frac{600000}{K_2^2}$$

une désensibilisation $K_2 = 200$, déjà difficile à atteindre (les oscillation finissant par emprunter des voies détournées : capacités parasites, résistance des sources...) donnera

$$Z = 15.$$

La situation n'est pas mauvaise, et un second résonateur intercalé entre les lampes L_1 et L_2 l'améliorerait encore considérablement.

Moyennant des précautions appropriées, il est donc aisé de rendre l'harmonique 2 négligeable ; voici les règles à observer, déduites de la formule (2). Remarquons d'abord que l'amplification maxima K_m et la désensibilisation K_2 peuvent être discutées à part ; ce sont des variables indépendantes l'une de l'autre, la seconde ne dépendant que du rapport existant entre les forces électromotrices du signal le plus fort et du signal le plus faible dont la réception doit être assurée. Il faut :

Digitized by Google

— Augmenter la sélection s en intercalant un, ou si possible plusieurs résonateurs entre la lampe asservie et la détectrice.

— Employer de préférence une forte amplification maxima K_m : la hauteur effective de l'aérien doit être faible et la lampe L_1 placée en tête du récepteur.

— Ne pas demander à la lampe asservie une désensibilisation K_2 excessive, qu'elle ne pourrait d'ailleurs pas fournir à cause des liaisons parasites. D'où la pratique assez répandue dans certains récepteurs étrangers (car le problème est exactement le même lorsque la sensibilité est manœuvrée à la main), et consistant à réduire l'action exercée par l'aérien sur la lampe d'entrée, lorsqu'on veille, une station locale très rapprochée ; qu'il s'agisse d'une antenne ouverte ou d'un cadre, ceci peut être réalisé de nombreuses manières. On pourrait encore modifier le nombre d'étages amplificateurs : supposons qu'en en enlevant un, l'amplification maxima K_m soit divisée par 15 ; comme l'amplification totale K demeure invariable, puisqu'elle est entièrement définie par le rapport constant des potentiels exercés sur la détectrice et la lampe d'entrée, K_2 se trouvera aussi automatiquement divisé par 15 ; or, il intervient au carré dans l'expression (2), qui en définitive se trouve multipliée par 15.

b) Si, par suite des liaisons parasites, un seul étage à sensibilité asservie ne suffisait pas à faire varier l'amplification dans les limites nécessaires, le condensateur C_2 pourrait commander la polarisation de deux lampes consécutives (fig. 10).

c) Les lampes L_1 sont, bien entendu, susceptibles d'appartenir à n'importe laquelle des fréquences précédant l'ultime détectrice L_3 ; mais on a signalé l'opportunité de placer entre ces deux organes une amplification et une sélection aussi poussées que possible.

d) Au lieu d'une seule grille, la lampe L_1 pourrait tout aussi bien comporter plusieurs électrodes de contrôle, et il n'est pas nécessaire que le signal et la polarisation d'asservissement soient appliqués à la même.

e) Il faut éviter que le récepteur ne souffle pendant les périodes de fading ; on limitera donc l'amplification maxima K_m à une valeur raisonnable, en ajustant la prise v_1 le long de la source de polarisation S_1.

f) L'expérience prouve que les fadings profonds et rapides sont souvent accompagnés d'une distorsion désagréable. Au point de vue de l'impression ressentie, mieux vaut céder du terrain, résultat aisément obtenu en donnant au circuit sensibilisateur une cons-

Digitized by Google

tante de temps supérieure à celle du circuit désensibilisateur. Un fading rapide ne provoque ainsi qu'une sensibilisation incomplète et passe souvent inaperçu.

g) Les figures 1, 3, 4 supposaient une détection par la grille. Les modifications de détail à prévoir, en cas de détection par le coude inférieur de la caractéristique de plaque, ressortent de la comparaison des figures 9 et 10. Il faut :

— Inverser les connexions aux contacts MX et MN du relais.

— Modifier les caractéristiques du bobinage auxiliaire A et du rhéostat R*h*, les ampères-tours auxiliaires devant alors suffire, à peu près seuls, au fonctionnement du relais, puisque le courant principal i_1 devient très faible.

— Inverser les connexions du rhéostat R*h*, si l'on désire qu'un sens de manœuvre déterminé modifie le volume de l'audition dans un sens également déterminé.

h) Certaines précautions doivent être prises pour soustraire le récepteur aux perturbations parasites issues du relais

Celui-ci sera enfermé dans un boîtier métallique, de même que les résistances R_1, R_2, R aboutissant à ses contacts.

En outre, si l'on utilise les montages vibratoires représentés aux figures 3 et 4, ou encore si le récepteur doit être affecté à la veille des ondes courtes, il est bon de shunter les conducteurs aboutissant tant aux contacts qu'à l'armature, à l'aide de petits condensateurs C_1

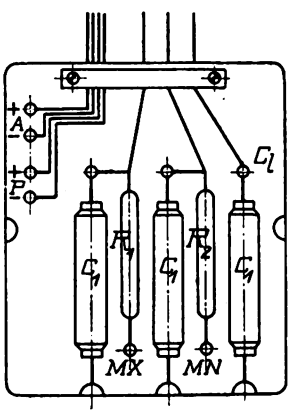


Fig. 5.

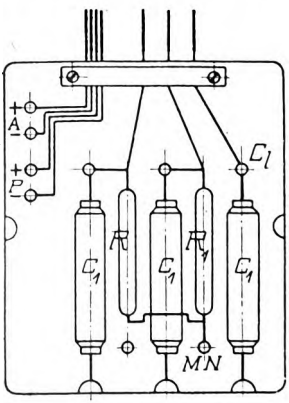


Fig. 6.

d'environ 0,001 mfds ; ces condensateurs seront, eux aussi, enfermés dans le boîtier métallique auquel on reliera leurs armatures opposées au relais.

Les figures 5 et 6 montrent comment aménager ces détails avec un

Digitized by Google

modèle de relais existant (type IB des Etablissements Chauvin et Arnoux) ; elles représentent l'envers du socle du relais, tel qu'il apparaît en enlevant le couvercle. Les signes MX, MN, Cl, A(+ et —), P (+ et —) repérant les prises ont la même signification que dans les précédentes figures.

V. — *Recherche d'une station et accord des circuits de résonance.*

a) Dans un récepteur ordinaire, la manœuvre des condensateurs d'accord a pour effet de faire varier le courant détecté, conformément à une courbe *abd* (fig. 7), dont la forme est définie par les résonateurs ou circuits de filtrage servant à la sélection.

L'asservissement de la sensibilité remplace le segment courbe *b* par un autre rectiligne *e*, compris entre les deux graduations c', c'' d'autant plus écartées que le signal est momentanément plus puissant. Rien ne permet plus de distinguer le point C_r correspondant à l'accord optimum, et l'on est obligé de se contenter d'un réglage C'' plus ou moins quelconque. Il en résulte plusieurs inconvénients :

La sensibilité due en propre aux résonateurs est réduite dans une certaine proportion $\frac{on}{om}$

Vienne un fading : un supplément de sensibilité devra être inutilement demandé à l'amplificateur qui soufflera plus qu'il n'est nécessaire.

Mal accordé, le récepteur est plus sensible aux brouillages ; la qualité même de l'audition se trouvera altérée, puisqu'on est en dehors de la bande pour laquelle le filtre a été établi.

L'évidence même de ces défauts permettrait à un opérateur particulièrement habile de les éviter, en choisissant la graduation pour laquelle le récepteur est le plus silencieux, le timbre du signal le plus plein et le plus naturel ; mais ce procédé est trop délicat pour pouvoir se généraliser. Il fallait trouver autre chose. Voici deux solutions :

b) La première consiste, pendant la recherche d'un réglage, à isoler le condensateur C_2 du dispositif d'asservissement ; la lampe L_1 conserve ainsi une pulsation invariable. Cette solution, très générale et applicable à la plupart des systèmes d'asservissement connus, comporte ici une variante particulièrement pratique : interrompre seulement celui des deux circuits servant à sensibiliser le récepteur, en se servant pour cela d'un bouton-poussoir M représenté sur les figures 10 et 11 et indiqué dans les figures 1, 3, 4.

Digitized by Google

Suivons, par exemple, le fonctionnement sur la fig. 10, pendant la recherche d'un accord, et de préférence après avoir reconnu la station désirée, on appuie sur le poussoir M qui coupe le circuit de sensibilisation R_1 ; avant, et jusqu'au premier passage du condensateur de réglage sur la graduation C_r (fig. 7), le courant détecté tend à croître et à amener l'armature du relais sur le contact MX ; mais le circuit de désensibilisation R_2, demeuré en service, maintient ce courant à l'amplitude constante $\overline{op}$. A l'instant du premier passage sur l'accord C_r, le condensateur C_2 a donc acquis automatiquement une charge telle, qu'à l'accord des résonateurs (et *à fortiori* pour les autres réglages) l'armature E ne vienne jamais tout à fait au contact de MX ; comme l'autre contact est déjà coupé par le poussoir, le relais devient inopérant, le condensateur C_2 conserve la charge, et le récepteur la sensibilité acquise. Le réglage se termine alors sans difficulté, le volume de son obéissant à une courbe telle que représentée en *f* sur la fig. 7.

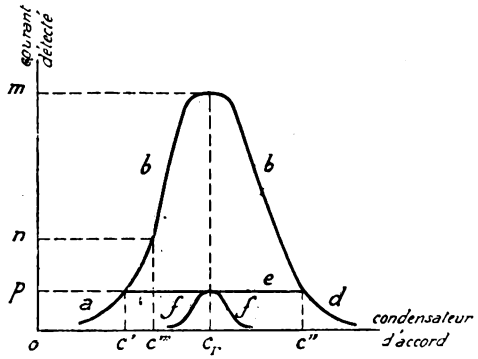


Fig. 7.

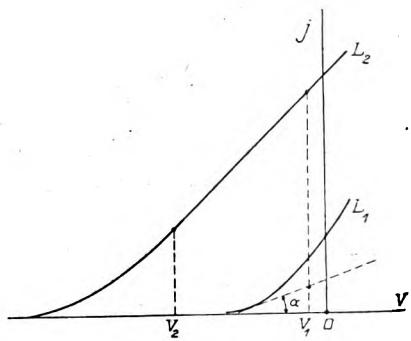


Fig. 8.

Il ressort de ce qui précède que l'opérateur agit exactement comme il le ferait dans un récepteur ordinaire, en appuyant en outre sur un poussoir. Mais il se trouve dans des conditions plus favorables, car la sensibilité est, à son insu, automatiquement amenée à la valeur optima qu'il a choisie une fois pour toutes. Cela évite des saturations et déformations risquant de fausser un réglage, quand on doit en même temps l'accompagner d'un dosage judicieux de la sensibilité, exécuté à la main.

c) L'autre solution consiste à utiliser un appareil indicateur décelant la polarisation donnée aux grilles par le condensateur C_2. Lorsque pour un motif quelconque — amélioration de la propagation, manœuvre des circuits d'accord — le courant détecté tend

Digitized by Google

à croître, la sensibilité asservie le maintient constant en augmentant la polarisation négative ; et vice versa : la connaissance de cette polarisation équivaut donc à celle de la courbe de résonance représentée, fig. 7.

Dans cet ordre d'idées, l'on a déjà proposé de placer un milliampèremètre dans le circuit de plaque de la lampe L_1. La fig. 8 montre que ce n'est là qu'une demi-mesure : pour passer la plupart des fadings, le récepteur doit disposer d'une grosse réserve de puissance, de sorte que la lampe travaille presque toujours dans une région de sa caractéristique dont la pente est très faible ; lors même que la sensibilité varie beaucoup, l'aiguille demeure à peu près immobile. Mieux vaut donc placer l'indicateur dans le circuit d'une autre lampe L_2 (fig. 9) dépendant aussi du condensateur C_2, mais possédant (fig. 8), une caractéristique rectiligne entre les limites v_2 et v_1. L'on a même avantage à faciliter les lectures pour les polarisations les plus voisines de la limite v_2, en calant convenablement l'équipage mobile du milliampèremètre. Nous remarquerons enfin, qu'un accroissement d'intensité du signal entraîne, l'asservissement aidant, une diminution du courant de plaque L_2 ; il est donc commode de faire dévier l'aiguille en sens inverse du sens habituel.

Ce dispositif permet une recherche particulièrement précise des accords : il rend le récepteur très vivant, et l'on peut suivre la manière dont il corrige d'un instant à l'autre les écarts dans la propagation.

VI. — *Alimentation sur le réseau.*

L'asservissement a pour effet de maintenir invariables la totalité des ampères-tours parcourant les bobinages A et P du relais. D'autre part, le courant de plaque i_1 envoyé dans l'enroulement P se compose d'une partie $(i_1 - \Delta i_1)$, indépendante du signal, et du courant détecté Δi_1.

Pour que ce dernier puisse demeurer constant, il doit en être de même des courants permanents traversant l'un et l'autre bobinage.

Or, l'alimentation sur le secteur introduit deux sortes d'écarts : l'un réside dans l'instabilité du réseau proprement dit ; l'autre dans le fait que, les circuits redresseur et filtreur possédant une caractéristique descendante, toute variation dans le courant qu'ils débitent (le courant de plaque de la lampe L_1 par exemple), se traduit par une variation de voltage. Nous devons donc faire en sorte de soustraire à ces causes perturbatrices les éléments ci-après du récepteur :

Digitized by Google

— Chauffage du filament et tension de plaque de la détectrice L_3.
— Tension d'alimentation du bobinage auxiliaire A.

Un montage approprié est représenté à titre d'exemple par la fig. 11, où l'on reconnaît les divers organes connus : W transformateur d'alimentation, dont le secondaire X_1 fournit le chauffage des lampes réceptrices, X_2 celui de la valve de redressement N, et X la tension redressée. Une partie, comprise entre les bornes — et 0, en est utilisée dans la résistance R_5 d'où partent les polarisations ; plusieurs autres prises, 80 v, 150 v... alimentent les diverses plaques ou écrans. Le récepteur figuré est à fréquence unique et comporte deux lampes écrans, dont la première L_1 est asservie.

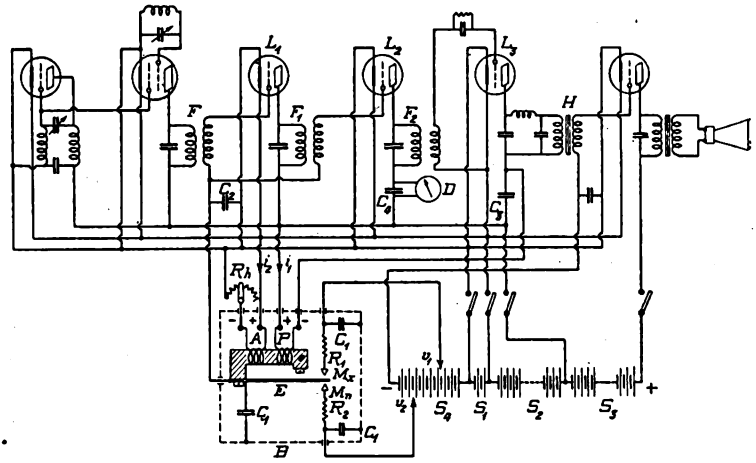


Fig. 9.

Les variations dues au réseau sont compensées au moyen d'une lampe fer-hydrogène K, laquelle fournit un courant constant dont une partie convenable est distribuée au primaire du transformateur W au moyen du rhéostat Q ; les chauffages sont ainsi stabilisés. Il en serait de même pour les tensions redressées si celles-ci ne subissaient d'autre part, quoiqu'à un degré relativement faible, le contre-coup des variations du courant de plaque dans la lampe L_1. On peut donc avoir intérêt à stabiliser de nouveau, au moyen d'une lampe au néon J placée en parallèle, la portion du voltage redressé alimentant la plaque détectrice L_3, ainsi que le bobinage auxiliaire A du relais.

Le dosage variable des ampères-tours auxiliaires aura par exemple lieu en combinant une résistance série R_3 fixe et un rhéostat shunt Rh réglable.

Digitized by Google

Dans la plupart des applications, il sera du reste possible de se passer de la lampe au néon J en calculant assez largement les circuits de redressement et en employant pour L_1 une lampe et une tension d'alimentation telles que le courant de plaque varie dans des proportions peu importantes, 1 milliampère par exemple, entre les voltages limites v_1 et v_2.

VII. — *Exemples numériques.*

Plusieurs variantes peuvent se présenter pour chacun des détails du montage, et être combinées d'une quantité de manières ; les données ci-après serviront de guide.

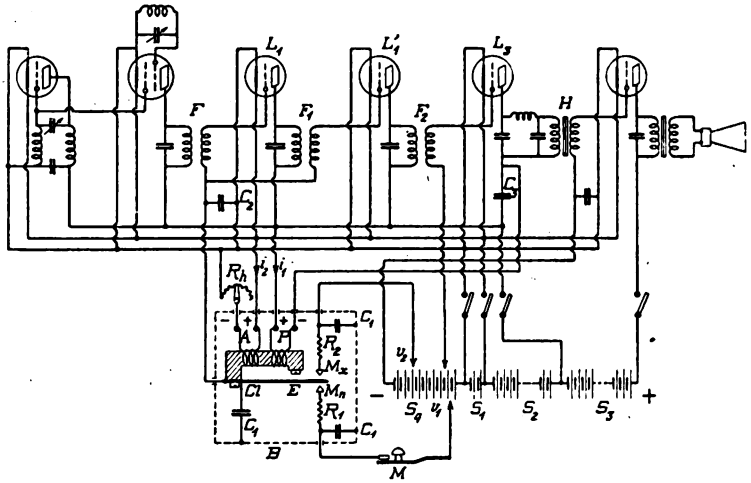


Fig. 10.

a) Alimentation sur piles et accumulateurs, détection grille, accord par indicateur D (fig. 9).

L_1 : Soit R78 sous 80 v, soit R75 ou R76 sous 40 v, $v_2 = -6$; $v_1 = 0$ ou de préférence réglable entre —3 et 0 volt.

L_2 : R56 sous 80 v. Si l'on trouve la consommation de plaque excessive, on peut l'abaisser en remplaçant le transformateur F_2 par une résistance de l'ordre de 10.000 ohms servant de liaison avec l'étage suivant.

L_3 : R36, R42 ou R76. Tension de plaque 80 v. En tenant compte des résistances des bobines P et H, ainsi que des écarts éventuels dus aux lampes et aux sources, le courant pourra être compris entre 1,8 et 3,2 milliampères.

Relais : Type IB5 (Chauvin Arnoux) réglé à 55 ampères-tours environ.

Digitized by Google

Circuit principal : 14000 spires, 4800 ohms. Ampères-tours compris entre 25 et 45.

Circuit auxiliaire : 3200 spires, 350 ohms ; ampères-tours compris entre 30 et 10. Courant i_2 entre 9,4 et 3,1 millis ; résistance totale du circuit auxiliaire : le circuit doit assurer des consommations limites définies par 3, 1 millis sous 4 volts, et 9,4 millis sous 3 v,7. D'où une résistance totale comprise entre 1290 et 395 ohms.

Rh : doit varier de 1290 — 350 = 940 à 395 — 350 = 45 ohms : rhéostat de 0 — 1500 ohms.

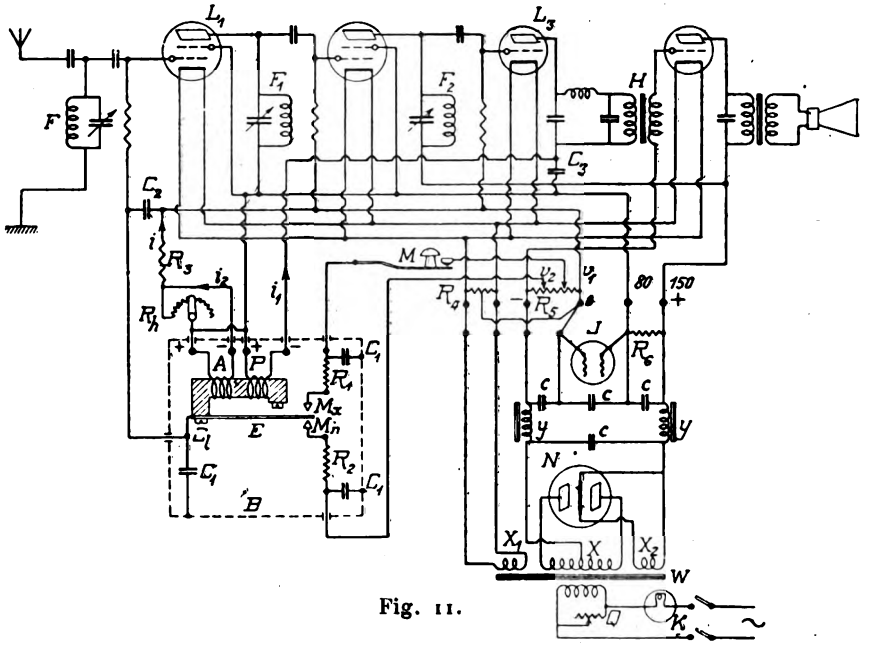


Fig. 11.

$R_1 = 2\,\Omega$: $R_2 = 1\,\Omega$; $C_1 = 0{,}001$ mfd ; C_2 compris entre 0,3 mfd et 1 mfd suivant la vitesse des fadings à corriger ; $C_3 = 0{,}5$ mfd.

b) Alimentation sur piles et accumulateurs ; détection plaque ; accord par bouton poussoir M (fig. 10).

L_1 : R76 ou R78 sous 80 v ; $v_2 = -8$ v v_1 réglable de 0 à 4*v*. L_3 : R36, R42, R75 ou R76 sous 80 v ; polarisation réglée pour le fonctionnement en détection plaque. Courant de plaque compris entre 0,1 et 0,5 milliampères.

Relais : Type IB3 (Chauvin Arnoux) réglé à 55 ampères-tours environ.

Circuit principal : 1 400 spires, 4 800 ohms ; ampères-tours compris entre 1,4 et 7.

Digitized by Google

Circuit auxiliaire : 700 spires, 15 ohms ; ampères-tours compris entre 53,6 et 48 ; courant entre 77 et 69 millis.

Résistance totale du circuit auxiliaire : Ce circuit doit assurer des consommations limites définies par 77 millis sous 3 v,7 et 69 millis sous 4 v ; d'où une résistance totale comprise entre 48 et 58 ohms.

R*h* : doit varier de 48 — 15 = 33 à 58 — 15 = 43 ohms. Rhéostat de 0 — 50 ohms.

Le reste comme à l'exemple *a*).

c) Alimentation sur le réseau, détection grille, accords par bouton poussoir M (fig. 11).

L_1 : R681. Tensions de plaque et écran : 80 v, $v_2 = -10$ v ; v_1 réglable de —3 à —6 volts.

L_3 : R675 sous 80 *v*. Courant de plaque compris entre 2,5 et 3,9 milliampères.

Relais : Type IB5 réglé à 55 ampères-tours environ.

Circuit principal : 14 000 spires, 4800 ohms. Ampères-tours compris entre 35 et 55.

Circuit auxiliaire : 3 200 spires, 350 ohms, ampères-tours compris entre 20 et 0. Courant i_2 entre 6,25 et 0 millis.

R*h* : Rhéostat 0 — 2 000 ohms.

i : défini par la relation

$$i = \frac{350 + Rh}{Rh}\, i_2,$$

ce qui pour $Rh = 2\,000$ et $i_2 = 6{,}25 \cdot 10^{-3}$ donne : $i = 7{,}37$ millis. Ce courant correspond pour le circuit auxiliaire à une résistance totale de

$$\frac{80}{7{,}37 \cdot 10^{-3}} = 10\,850 \text{ ohms.}$$

la résistance partielle constituée par le bobinage A et le rhéostat R*h* en parallèle valant 335 ohms, on obtient :

R_3 : 10500 ohms ; une résistance de 10 000 ohms laissera donc une marge de sécurité.

D'autres valeurs pourraient être adoptées, si la lampe L_3 ne correspondait pas aux conditions supposées ci-dessus.

J : Il existe sur le marché des lampes au néon consommant environ 5 milliampères sous 80 volts et se désamorçant vers 72 volts. Elles comportent d'ordinaire dans leur culot une résistance série qu'il faut retirer en vue de la présente application.

K : Lampe fer-hydrogène. Caractéristiques à définir d'après le réseau et la consommation du transformateur d'alimentation W.

Digitized by Google

APPENDICE

Pour compléter la documentation des lecteurs, voici un résumé de deux dispositifs d'asservissement récemment publiés.

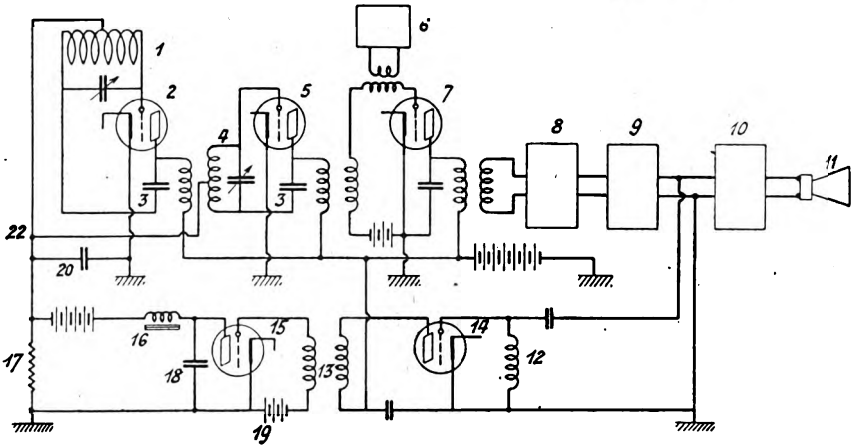


Fig. 12.

Brevet français, n° 603.373 (9 septembre 1925, publié le 14 avril 1926). L'inventeur nous semble être M. Harold T. Friis (brevet U.S. n° 1.675.848).

Le principe mis en jeu consiste à utiliser les variations de voltage, créées dans une résistance par le courant détecté, pour polariser une ou plusieurs électrodes de contrôle dont dépend la sensibilité du récepteur.

La partie supérieure de la fig. 12 représente un récepteur superhétérodyne classique, comportant les circuits 1, 2, 4, 5, recueillant et transmettant la haute fréquence ; un hétérodyne 6 servant à la modulation ; un filtre 8 laissant seulement passer les oscillations de moyenne fréquence, qui sont ensuite amplifiées et détectées en 9. A la sortie du détecteur, on recueille, d'une part, un courant redressé actionnant l'amplificateur 10 de basse fréquence et le haut-parleur 11 ; et d'autre part des oscillations de moyenne fréquence, utilisées dans le dispositif d'asservissement représenté sur la partie inférieure de la figure. Ce dispositif comporte d'abord deux étages amplificateurs 12-13 élevant le potentiel des oscillations, puis une lampe détectrice auxiliaire 15 ; la source 19 polarise sa grille de façon à ce que le circuit de plaque ne commence à débiter que sous l'action d'oscillations suffisamment intenses ; celles-ci donnent alors

Digitized by Google

lieu à des impulsions unidirectionnelles qu'un filtre (condensateurs 18-20 ; bobine de choc 16) transforme dans la résistance 17 en courant continu. Il s'en suit un abaissement de voltage au point 21 et par suite une désensibilisation des lampes 2 et 5.

En définitive, le récepteur travaille à sensibilité maxima et constante pour les signaux faibles; quand ceux-ci atteignent ou dépassent une certaine intensité, l'amplification décroît rapidement, tendant à maintenir à peu près invariable le courant détecté issu de 9.

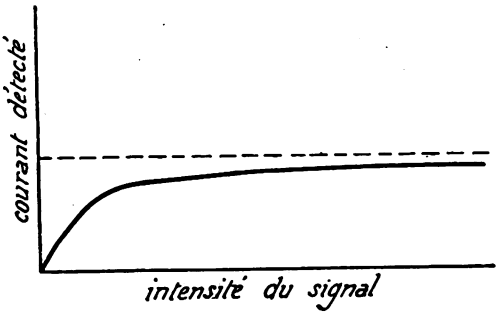


Fig. 13.

Le résultat est indiqué fig. 13; l'intensité du signal est portée en abscisses et le courant détecté en ordonnées.

Ce dispositif suscite diverses remarques : La description donnée limite expressément l'usage de ce système d'asservissement aux signaux télégraphiques ou téléphoniques à onde porteuse ; nous n'en voyons pas exactement le motif. Peut-être l'inventeur a-t-il admis que le système de détection utilisé en 9 ne se prêtait pas autrement à fournir les oscillations de moyenne fréquence nécessaires aux circuits 12-13.

En mettant à la masse les milieux des inductances 1, 4; et en réalisant artificiellement au moyen des condensateurs 3, 3, la symétrie des résonateurs au point de vue des actions électrostatiques extérieures, le but annoncé et effectivement atteint, a été la suppression des transmissions parasites entre circuits consécutifs ; ces transmissions finiraient, en effet, par devenir prépondérantes lorsque, l'amplification est très affaiblie par le jeu normal de l'asservissement. Ce sont des préoccupations de même nature qui nous avaient autrefois conduits à préconiser la parfaite symétrie de circuits récepteurs (brevet français, n° 495.316, 26 juin 1917).

L'asservissement n'est évidemment pas réalisé de manière absolue, puisqu'il subsiste une fonction définie entre l'amplification et

Digitized by Google

le courant détecté ; l'allure de la figure 13 rend d'ailleurs compte du résultat. Dans la pratique, cette critique peut être rendue négligeable, à condition d'amplifier considérablement les signaux appliqués à la détectrice auxiliaire 15 (1).

Dans le dispositif schématiquement représenté fig. 14, nous avons adapté à l'atténuation du fading un montage que nous utilisions depuis six ans (brevet n° 560.208) pour combattre les décharges parasites dont l'intensité excède celle du signal ; les deux problèmes ont, en effet, certaines analogies, en ce sens que les oscillations détectées dépassant l'amplitude admise, servent dans l'un et l'autre cas à diminuer automatiquement la sensibilité du récepteur.

La sensibilité d'un étage amplificateur 3 reliant deux lampes consécutives 2-4 antérieures à la détection 6 est commandée en shuntant les conducteurs de sortie *a*, *b*, par l'espace filament-plaque d'une lampe auxiliaire 26. La grille de cette lampe est soumise aux variations de potentiel créées dans une résistance 22 par le courant détecté. La constante de temps élevée de l'ensemble 22-23,

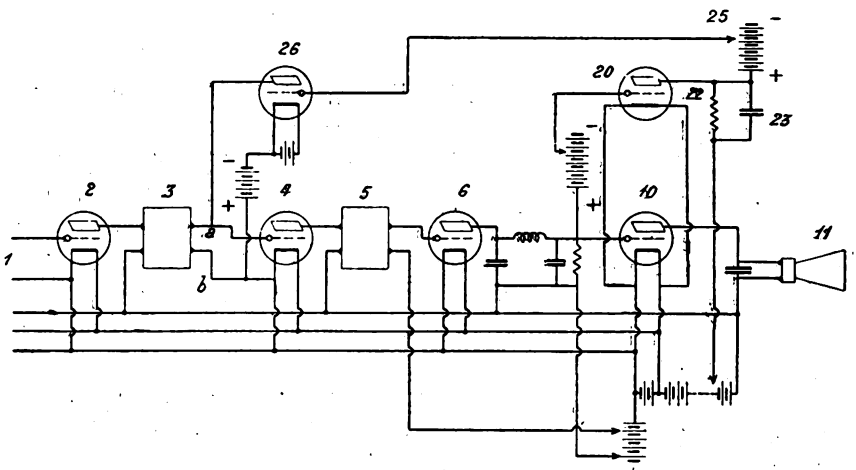


Fig. 14.

soustrait l'asservissement à l'action instantanée des points, traits, ondulations... qui constituent la signalisation proprement dite, et laisse seulement subsister la valeur moyenne du courant détecté. On se rend aisément compte sur la figure qu'un accroissement dans l'intensité des signaux augmente le potentiel de la grille

(1) Brevet français, n° 667.743 (26 avril 1928) : Compagnie générale de T.S.F., système H. de Bellescize.

Digitized by Google

amplificatrice 26 ; l'opérateur dispose la prise 25 de telle sorte que, pour tout signal n'atteignant pas l'amplitude imposée, la polarisation de cette grille demeure suffisamment négative pour que le circuit de plaque, ne débitant pas, conserve une résistance infinie ; la sensibilité de l'étage 3 est alors constante et maxima. Par contre, un signal trop intense abaisse la résistance du shunt placé entre les points *a, b* ; l'amplification diminue et rétablit un courant détecté d'amplitude moindre.

De même que les précédents, ce dispositif conduit à une solution approchée, laquelle, pour être pratiquement suffisante, nécessite une forte amplification supplémentaire ; moyennant quoi la solution est tout à fait satisfaisante ; c'est un asservissement de cette nature qui se trouve en service sur les récepteurs assurant la liaison téléphonique entre Paris et Buenos-Ayres (Villem, *Bulletin de la Société française des Electriciens*, octobre 1929, p. 1132).

H. de BELLESCIZE.

Comparaison entre la quantité de taches solaires, l'activité magnétique terrestre et la puissance des signaux radioélectriques émis sur grandes ondes.

par L. W. AUSTIN

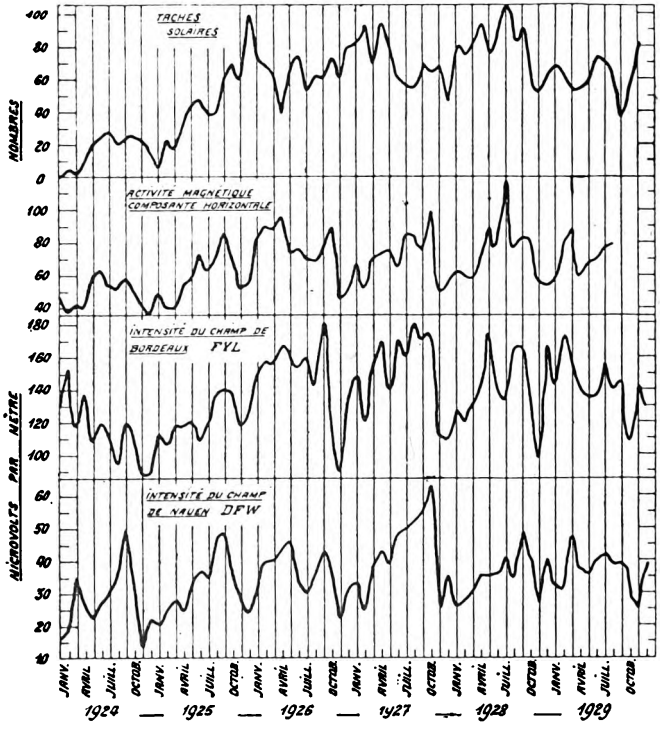
Bureau of Standards.

Le graphique montre la comparaison entre les moyennes mensuelles du nombre de taches solaires, l'activité magnétique terrestre (composante horizontale), mesurées à Cheltenham et l'intensité du champ créé de jour à Washington par les stations de Bordeaux (F.Y.L., fréquence = 15 kc, 9 par seconde, $\lambda = 18.900$ m) et de Nauen (D.F.W., fréquence = 23 kc, 4 par seconde, $\lambda = 12.800$ m).

La ressemblance de la courbe des taches solaires avec les trois autres n'est pas parfaite, mais la variation concomittante du champ magnétique et du champ des signaux radiotélégraphiques diurnes semble être incontestable. La ressemblance entre la courbe des signaux de Bordeaux et celle de l'activité magnétique semble plus étroite encore que la ressemblance entre les deux courbes de signaux.

Digitized by Google

Les chutes très accentuées des courbes du champ magnétique et des signaux en novembre (plus rarement en décembre) sont particulièrement frappantes. Cette chute au début de l'hiver a souvent été observée et, dans le cas d'une transmission entre l'Europe et



l'Amérique, a été parfois attribuée au voisinage du chemin suivi par les signaux et de la zone d'obscurité arctique.

Il semble maintenant que ces variations saisonnières d'une part de l'activité magnétique et d'autre part de la puissance des signaux Est-Ouest de grande longueur d'onde sont dues à des causes communes.

L.-W. Austin.

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

OSCILLATIONS SINUSOIDALES ET DE RELAXATION

par le Dr **BALTH VAN DER POL** (1).

(Suite et fin).

Deuxième Conférence.

9. — Dans la première conférence nous avons discuté en détail l'allure de la solution de l'équation

$$v'' - (\alpha - 3\gamma v^2)v' + \omega^2 v = 0 \qquad (9)$$

ou, ce qui revient au même,

$$y'' - \varepsilon(1 - y^2)y' + y = 0 \qquad (11)$$

mais seulement dans l'hypothèse

$$\varepsilon^2 = \frac{\alpha^2}{\omega^2} = \frac{\delta^2}{\pi^2} << 1 \qquad (15)$$

c'est-à-dire en supposant l'incrément initial suffisamment petit pour que, dans l'expression de la fréquence, la correction quadratique provenant du terme résistance soit négligeable. Nous avons montré que dans ces conditions l'amplitude des oscillations sinusoïdales commençait par croître exponentiellement, puis ensuite approchait asymptotiquement de la valeur 2.

Aujourd'hui nous considérerons l'aspect opposé de ces équations, c'est-à-dire que nous examinerons l'hypothèse

$$\varepsilon^2 >> 1 \qquad (33)$$

Comme nous l'avons déjà remarqué au cours de la discussion précédente, si le terme non linéaire $3\gamma v^2$ était absent de l'équation (9) — ou le terme εy^2 absent de l'équation (11) —, c'est-à-dire si nous nous trouvions dans le cas linéaire, la condition $\varepsilon^2 >> 1$ signifierait simplement que nous avons affaire au type *apériodique* de

---

(1) Voir *O. E.*, juin 1930.

Digitized by Google

l'équation linéaire du second ordre à coefficients constants. Mais l'apériodicité dans le cas actuel diffère considérablement de l'apériodicité dans le cas classique, car dans ce dernier elle provient soit d'une grande résistance série r (fig. 1) soit d'une petite résistance shunt R (fig. 2). Au contraire dans le cas actuel elle provient soit d'une grande résistance série *négative* r, soit d'une petite résistance shunt *négative* R. Ceci est bien conforme à ce que nous disions alors, à savoir qu'un grand décrément négatif, ou, ce qui est la même chose, un grand *incrément* positif est tout aussi apte qu'une résistance positive à produire l'apériodicité.

Il y a encore une autre différence très grande entre le cas apériodique à résistance négative, et celui à résistance positive : c'est que dans ce dernier cas la position d'équilibre

$$y = 0 \qquad (34)$$

est *stable*, alors qu'avec une résistance négative elle est *instable*. Il en résulte que même en supposant $\varepsilon^2 >> 1$, le système ne pourra pratiquement pas rester au repos, mais s'écartera de sa position d'équilibre instable suivant une loi exponentielle. D'un autre côté il est clair que lorsque y^2 sera plus grand que 1, le système se comportera comme s'il contenait une résistance positive. Par suite il aura tendance à revenir vers $y = 0$, mais dès que y sera devenu plus petit que 1, le système commencera à recevoir de l'énergie, puisque sa résistance sera redevenue négative. Nous voyons donc que pour des raisons physiques, la solution de l'équation (11) peut, même dans l'hypothèse $\varepsilon^2 >> 1$, être périodique, mais nous voyons aussi qu'elle aura une allure toute différente de celle que nous avons reconnue pour le cas $\varepsilon^2 << 1$ où nous avons obtenu une solution asymptotique sinusoïdale ayant même période que le système libre non amorti.

10. — La solution de (11) dans le cas $\varepsilon^2 >> 1$ n'a malheureusement pas encore été trouvée sous forme explicite, mais on peut en obtenir une représentation graphique sans trop de difficulté.

A cet effet nous poserons

$$y' = z \qquad (35)$$

ce qui change l'équation (11) en

$$\frac{dz}{dy} - \varepsilon(1 - y^2) + \frac{y}{z} = 0. \qquad (36)$$

Dessinons dans le plan des y, z, une famille d'*isoclynes*, c'est-à-dire de courbes joignant les points pour lesquels $\frac{dz}{dy}$ a une

Digitized by Google

même valeur C_1. L'équation d'une isoclyne est, en vertu de (36),

$$C_1 - \varepsilon(1 - y^2) + \frac{y}{z} = 0.$$

Il est facile d'en tracer un certain nombre dans le plan (z, y), et l'on indiquera ensuite au moyen d'un petit segment de droite la direction que doit avoir une courbe intégrale de (36) lorsqu'elle coupe une isoclyne. (Cette direction, tout le long de l'isoclyne C_1, a la pente C_1). Il s'agira ensuite de tracer les courbes intégrales, en

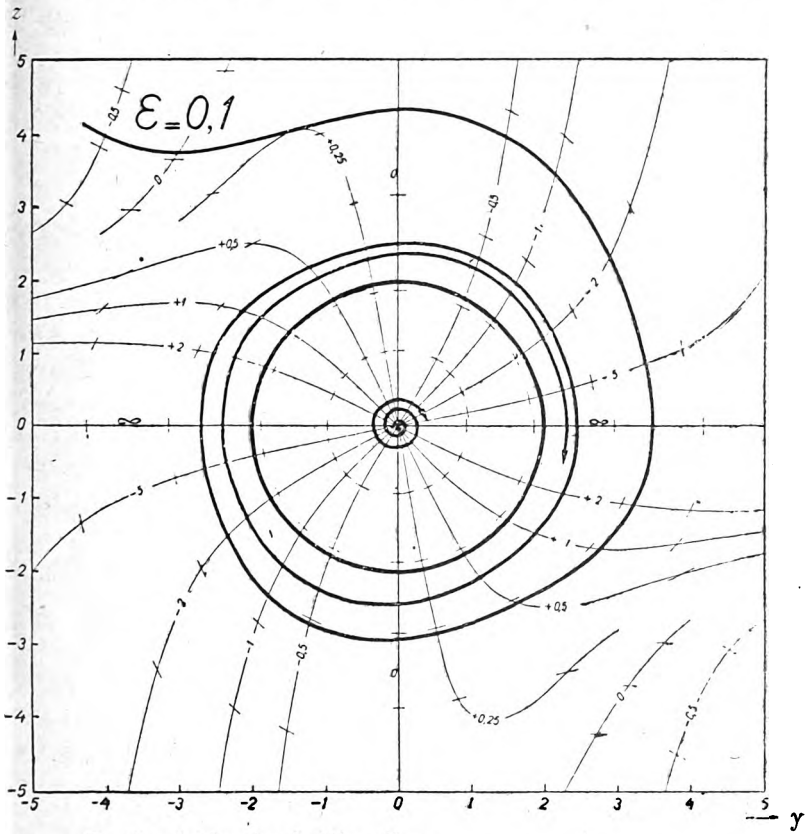


Fig. 7. — Courbes intégrales de l'équation

$$\frac{dz}{dy} - \varepsilon(1 - y^2) + \frac{y}{z} = 0$$

dans le cas de ε très petit. Dans cette fig. comme dans les deux suivantes, on remarquera l'existence d'une courbe intégrale fermée (*cycle limite*).

reliant bout à bout ces petits segments de droites et en se laissant guider par le sentiment de la continuité. C'est ce que l'on a fait sur le graphique que reproduit la fig. 7, pour la valeur $\varepsilon = 0{,}1$. La fig. 8 correspond à $\varepsilon = 1$, et la fig. 9 à $\varepsilon = 10$.

Digitized by Google

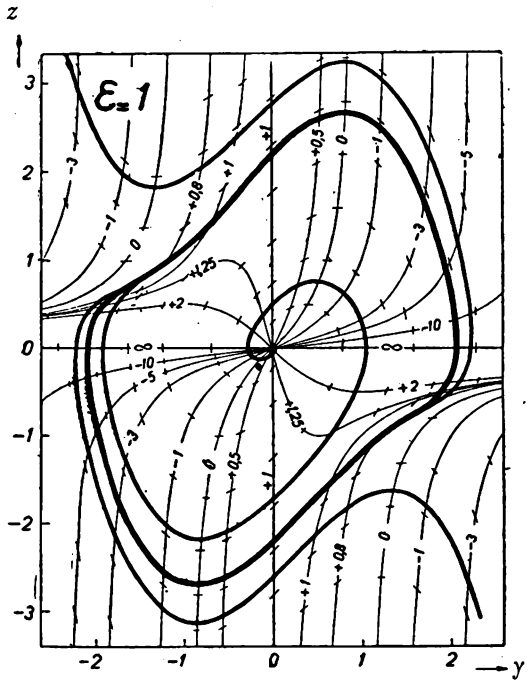


Fig. 8. — Cas intermédiaire de $\varepsilon = 1$.

On remarque sur chacune de ces trois figures une courbe intégrale fermée ; c'est un exemple de ce que Henri Poincaré a appelé un *cycle limite* (1), parce que les courbes intégrales voisines s'en approchent asymptotiquement. Dans le cas de $\varepsilon = 10$ que l'on peut appeler *quasi-apériodique*, le cycle limite, qui correspond à une solution périodique de (11), est pratiquement atteint au bout d'un tour seulement.

11. — Les intégrales premières $z = f(y)$ ayant ainsi été obtenues (2), il est aisé d'en déduire par la même méthode les intégrales

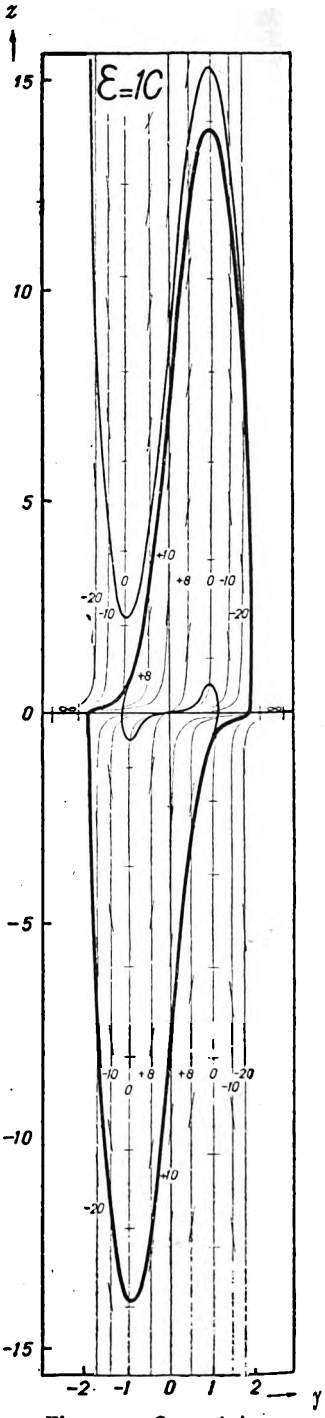


Fig. 9. — Cas extrême de ε très grand.

(1) Voir par exemple : *A. Andronow.* Les cycles limites de Poincaré et la théorie des oscillations autoentretenues, C. R. **189**, 559 (1929).

(2) Voir aussi : *A. Liénard.* Études des oscillations entretenues, Rev. gén. d'El. **23**, 901, 946 (1928).

Digitized by Google

$y = f(t)$ de l'équation (11). La figure 10 représente les résultats obtenus dans les trois cas

$$\varepsilon = 0{,}1 \qquad \varepsilon = 1, \qquad \varepsilon = 10.$$

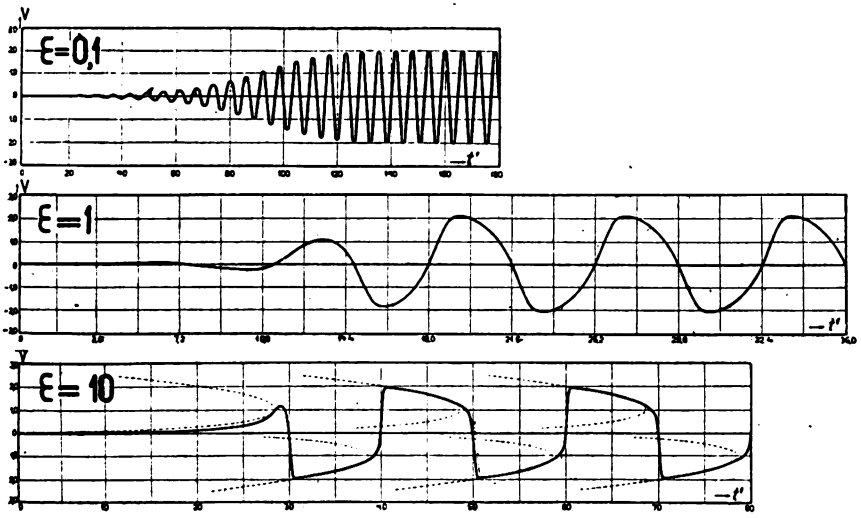


Fig. 10. — Courbes intégrales de l'équation

$$y'' - \varepsilon(1 - y^2)y' + y = 0.$$

Pour ε très petit on a une courbe voisine d'une sinusoïde, obtenue après une longue période d'établissement.
Pour ε très grand on a une courbe différant beaucoup d'une sinusoïde, obtenue pratiquement au bout d'une seule période.
La courbe du milieu représente un cas intermédiaire.

La première courbe ($\varepsilon = 0{,}1$, incrément petit) aurait pu être construite à partir de la formule $y = \frac{\sin t}{\sqrt{1 + Ce^{-t}}}$, et la comparaison des résultats numériques des deux méthodes montre un accord satisfaisant. Nous avons affaire ici à une oscillation sinusoïdale d'amplitude croissante, tendant asymptotiquement vers la valeur 2. La fréquence angulaire est égale à 1 pour l'équation (11) en unités absolues.

La deuxième courbe ($\varepsilon = 1$) a une allure semblable, mais ici l'amplitude finale est atteinte au bout d'un plus petit nombre d'oscillations, et l'on peut déjà observer une déviation assez sensible de la forme sinusoïdale.

La troisième courbe ($\varepsilon = 10$) est particulièrement intéressante. Ici, on observe que la courbe commence par s'élever exponentiellement, et au bout d'une durée égale à une période, a déjà

Digitized by Google

pratiquement atteint sa forme périodique limite. Cette forme périodique, correspondant au régime permanent, diffère très fortement de la forme sinusoïdale. Nous voyons que la courbe baisse d'abord lentement de $+ 2$ à $+ 1$; puis elle tombe très rapidement de $+ 1$ à $- 2$; pendant la seconde moitié de la période elle croît d'abord lentement de $- 2$ à $- 1$, puis s'élève très rapidement de $- 1$ à $+ 2$. Le même cycle se reproduit ensuite indéfiniment.

Il est manifeste que cette forme d'oscillation contient beaucoup d'harmoniques élevés d'amplitude notable, ou en d'autres termes

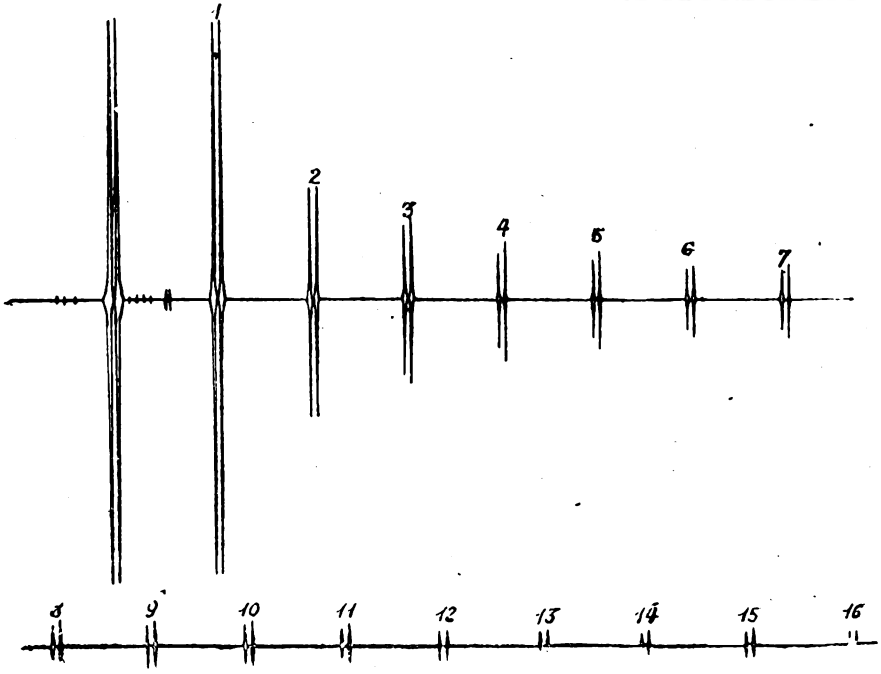


Fig. 11. — Amplitudes des harmoniques successifs contenus dans une oscillation de relaxation, relevées expérimentalement. On a superposé à l'oscillation à analyser une oscillation sinusoïdale de fréquence variable et après détection on a enregistré le courant circulant dans un circuit voisin très peu amorti, de fréquence propre de 40 p. p. s.

que la série de Fourier correspondante converge très lentement, comme le montre la figure 11.

On peut voir de plus que la période T, qui était égale à 2π, lorsque $\varepsilon^2 << 1$, augmente en même temps que ε, et, lorsque $\varepsilon^2 >> 1$, devient de l'ordre de ε lui-même ; on a, en effet, dans ce cas, en première approximation,

$$T_{rel.} = (3 - \log_e 4)\varepsilon = 1{,}61\varepsilon = 2\pi \cdot \frac{1}{4}\varepsilon.$$

Digitized by Google

12. — Examinons d'un peu plus près quelles sont les grandeurs physiques qui déterminent la période T. Si l'équation (11) représente le mouvement de l'électricité dans un système formé d'une résistance r, d'une inductance L et d'une capacité C en série, nous avons les relations habituelles

$$\alpha = \frac{r}{L}, \qquad \omega^2 = \frac{1}{LC}.$$

Nous avons trouvé que la période relative à la nouvelle variable temps t' était

$$T = 1,61\varepsilon \qquad [\omega t = t']$$

Pour exprimer cette quantité en fonction de l'unité de temps habituelle il suffit d'exprimer T en fonction des constantes du circuit, d'où

$$T = 1,61\,\frac{\alpha}{\omega^2} = 1,61\,.Cr. \tag{37}$$

Dans le cas, obtenu par dualité, où C, R et L sont en parallèle, on obtient de la même manière

$$T = 1,61\,\frac{\alpha}{\omega^2} = 1.61\,\frac{L}{R}.$$

La période T se trouve donc dépendre de la constante de temps Cr qui caractérise la décharge d'un condensateur C dans une résistance r. Je demande la permission de conserver, pour désigner cette constante de temps, l'expression « *durée de relaxation* » qui m'est habituelle, et d'appeler ce type d'oscillations périodiques, dont la forme diffère essentiellement de la forme sinusoïdale et dont la période est une durée de relaxation, des *oscillations de relaxation*.

Comme on rencontre des phénomènes de décharge dans des domaines variés des sciences physiques et naturelles, il est clair que les oscillations de relaxation correspondantes, dont la période dépend d'une durée de relaxation et dont nous avons fourni le prototype au cours des considérations précédentes, doivent être aussi fort répandues. Nous pouvons prévoir qu'un caractère original de ces oscillations consistera en ce que leur période ne conservera pas une valeur aussi rigidement constante que la période d'une oscillation sinusoïdale. Cette dernière, en effet, dépend du produit d'une masse et d'un coefficient de raideur, ou encore d'un coefficient de self-induction et d'une capacité, et en général d'un couple de grandeurs analogues qui ne sont pas aisément influencées par les circonstances extérieures. Une durée de relaxation au contraire, dépend du produit d'une grandeur du type précédent et d'une grandeur du type

Digitized by Google

résistance qui est d'un caractère tout différent, provenant de phénomènes tels que le *frottement mécanique*, la *résistance électrique*, la *viscosité des fluides*, le *rayonnement d'une surface*, les *chocs mutuels des molécules ou des ions*, etc... Tous ces phénomènes sont aisément influencés par les circonstances extérieures, entendant par là des grandeurs qui ne figurent pas parmi celles qui ont servi à mettre le problème en équation sous la forme (9) : telles seront suivant les cas : la *température*, l'*état de propreté des surfaces*, les *vibrations des supports*, le *degré d'ionisation*, etc... L'observation montre que les oscillations de relaxation naturelles sont fréquemment sujettes à des changements de fréquence subits et irréguliers, qui doivent être attribués à la cause que nous venons de dire.

13. — Une oscillation de relaxation a lieu, d'une manière générale, toutes les fois qu'un mécanisme, contenant une source d'énergie continue, permet à un phénomène essentiellement apériodique de se répéter automatiquement un nombre indéfini de fois. Un grand nombre de phénomènes des plus familiers rentrent dans ce schéma, par exemple : le grattement d'un couteau sur une assiette, le grincement d'un tiroir ou d'une porte, le claquement d'un drapeau, le chant d'une bouilloire, d'un tuyau de distribution d'eau, la ligne pointillée qu'on peut faire à la craie sur un tableau noir, etc....

Le sifflement du vent dans les cordages d'un navire et le chant des fils télégraphiques ont été expliqués par Strouhall et lord Rayleigh comme provenant de la formation successive de part et d'autre du fil d'une série infinie de tourbillons alternés. La hauteur du son est ici déterminée par la vitesse du vent et par le diamètre du fil.

Dans le domaine électrique nous avons de très jolis exemples d'oscillations de relaxation dont certains sont très anciens, telles que la décharge par étincelles d'une machine à plateaux, l'oscillation de l'arc électrique, étudiée par M. Blondel dans un mémoire célèbre (1) ou l'expérience de M. Janet, et d'autres plus récentes, telles que le multivibrateur d'Abraham et Bloch (2) qui consiste en un amplificateur à couplage capacité et résistance à deux étages, dont les bornes de sortie sont connectées aux bornes d'entrée.

Si l'on forme l'équation différentielle relative à un multivibrateur symétrique en ne tenant compte que des résistances et des

(1) Blondel, *Eclair. Elec.*, **44**, 41, 81, 1905. V. aussi *J. de Phys.*, **8**, 153, 1919.
(2) Abraham et Bloch, *Ann. de Phys.*, **12**, 237, 1919.

Digitized by Google

capacités, on trouve que l'équation ainsi obtenue n'admet pas de solution périodique. Si toutefois on tient compte des petites capacités grille-plaque des triodes, ou de l'inductance qui est toujours

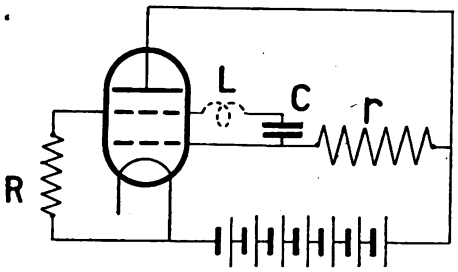


Fig. 12. — Multivibrateur à tétrode. En rendant L de plus en plus petit vis-à-vis de CRr, on obtient une oscillation de plus en plus riche en harmoniques.

présente dans les conducteurs, et qu'on néglige les courants de grille, on obtient l'équation non linéaire (11) ; par suite, cette équation fondamentale représente également le fonctionnement du multi-vibrateur.

Lorsque nous avons obtenu la théorie complète montrant la manière dont les oscillations sont entretenues dans le multivibrateur d'Abraham et Bloch en raison de la présence du premier terme y'' dans notre équation (11), il a été facile de construire un autre multivibrateur ne contenant qu'un seul tube : le multivibrateur à tétrode (1) (fig. 12).

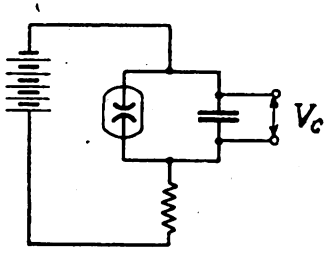


Fig. 13. — Eclats périodiques d'un tube à néon. La batterie charge lentement le condensateur à travers la résistance ; le condensateur se décharge dans le tube à néon lorsque la tension à ses bornes atteint une valeur déterminée.

Nous trouvons d'autres exemples d'oscillations de relaxation dans l'interrupteur de Wehnelt, dans la décharge périodique

(1) Van der Pol, *Phil. Mag.*, **2**, 1928, 1926.

Digitized by Google

d'un tube à néon (fig. 13), ou dans les oscillations d'un dynatron (fig. 14).

Dans l'expérience bien connue de M. JANET, une dynamo-série tournant à vitesse constante fournit l'excitation d'un moteur à courant continu. On sait que ce moteur tourne d'abord dans un sens, puis dans l'autre et ainsi de suite indéfiniment, de sorte que la

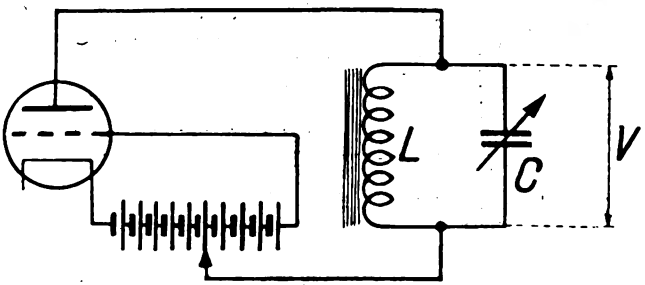


Fig. 14*a*. — Dynatron monté en générateur d'oscillations.

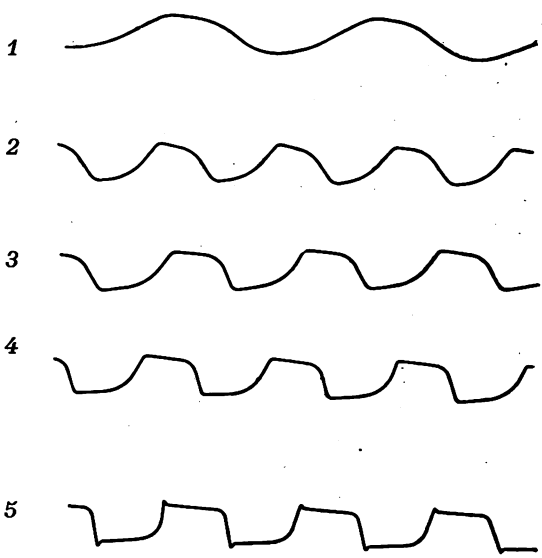


Fig. 14*b*. — Variations de la tension V aux bornes du condensateur variable C de la fig. 14*a*. Les courbes 1 à 5 ont été obtenues pour les valeurs suivantes de C : 1 : 0,47μF. — 2 : 0,16μF. — 3 : 0,05μF. — 4 : 0,02μF. — 5 : 0,005μF. Ces oscillogrammes montrent clairement le changement continu d'une oscillation sinusoïdale à une oscillation de relaxation.

polarité de la dynamo-série change périodiquement. Si, au lieu de débiter dans l'induit du moteur, la dynamo série est connectée à un grand condensateur (de quelques centaines de microfarads), le

Digitized by Google

renversement automatique de polarité de la dynamo se produit de la même manière, parce qu'un moteur continu à excitation séparée se comporte exactement comme une grande capacité.

La figure 15 contient trois courbes, la première montrant un oscillogramme de l'expérience de M. JANET prise dans notre labo-

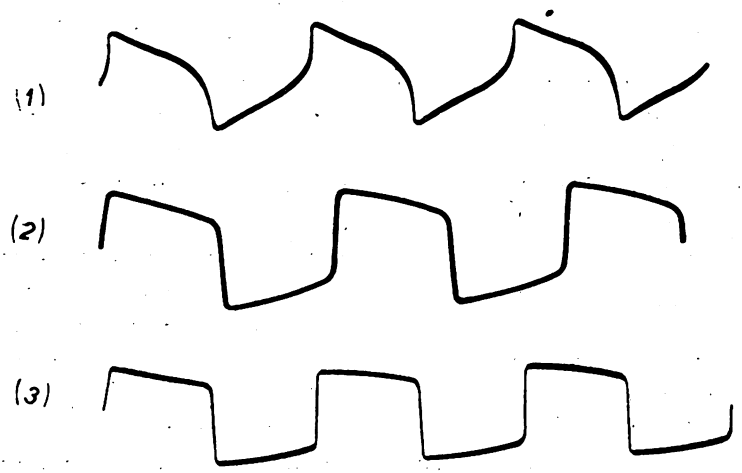


Fig. 15. — Courbe 1 : oscillogramme du courant d'une dynamo dont la polarité se renverse périodiquement (fréquence de l'ordre de 1 p. p. s.).
Courbe 2 (théorique) : oscillation de relaxation
Courbe 3 : oscillogramme du courant d'un multivibrateur (fréquence de l'ordre de 1000 p. p. s.)
La similarité des trois courbes est frappante.

ratoire à EINDHOVEN, la seconde donnant la solution de l'équation (11) que nous avons discutée ci-dessus et la troisième donnant un oscillogramme du multivibrateur sans courant de grille également relevé à EINDHOVEN. La grande ressemblance de ces trois courbes montre clairement que l'équation (11) suffit à représenter ces deux phénomènes en apparence si différents : l'expérience de M. JANET et le multivibrateur de MM. ABRAHAM et BLOCH. Il est même possible de faire l'étude quantitative de ces deux phénomènes, en les considérant comme des oscillations de relaxation.

On emploie pour la publicité lumineuse un genre de lampe dans la douille de laquelle on a placé une petite lame bimétallique, entourée par une spirale chauffante. Lorsque cette spirale est parcourue par le courant qui se rend ensuite dans le filament, la lame bimétallique se courbe et rompt un contact. C'est donc ici une durée d'échauffement qui détermine la période de l'oscillation de relaxation.

Digitized by Google

Les météorologistes connaissent bien le phénomène des averses périodiques qui se produisent derrière une dépression. Toutes les heures environ le ciel se couvre, une averse a lieu, à la suite de laquelle le ciel s'éclaircit ; un peu plus tard il se couvre de nouveau et le même phénomène se répète à plusieurs reprises. On peut donner une théorie de ce phénomène en s'appuyant sur l'instabilité périodique des couches chaudes de l'atmosphère.

14. — En biologie également, soit parmi les problèmes statistiques, soit parmi les problèmes dynamiques, il est possible de trouver de nombreux exemples d'oscillations de relaxation. Tels sont le retour périodique des épidémies, le problème de parasitologie traité par LOTKA, le problème des poissons de VOLTERRA. Ce dernier problème peut s'exposer comme il suit : Considérons dans la mer une certaine espèce de poissons, mettons des soles. On suppose qu'il existe de la nourriture en quantité indéfinie pour ces soles; si elles existaient seules, leur nombre augmenterait indéfiniment. Mais supposons de plus qu'il existe dans la même mer une seconde espèce de poissons, disons des requins (nous ne donnons ces noms de soles et de requins que pour fixer les idées). Supposons de plus que la seule nourriture de ces requins soit les soles ; de sorte que, si les soles étaient absentes, le nombre des requins diminuerait suivant une loi exponentielle en raison du manque de nourriture et l'espèce s'éteindrait complètement au bout de quelque temps. LOTKA (1) et VOLTERRA (2) ont cherché à étudier les variations du nombre des soles et du nombre des requins en fonction du temps et ils ont posé les équations différentielles qui correspondent à ce problème. Sans vouloir entrer dans l'analyse mathématique de la question, il est facile de se rendre compte de ce qui va se passer. Tout d'abord, les requins dévoreront une grande quantité de soles. Le nombre des soles diminuera donc rapidement et au bout de quelque temps les requins trouveront difficilement de la nourriture. En conséquence, un certain nombre de requins mourront d'inanition, à la suite de quoi les soles recommenceront à se multiplier en raison du nombre relativement faible de leurs ennemis. A ce moment il y aura, pour le petit nombre de requins restants, une nourriture extrêmement abondante, de sorte

(1) Lotka, *Elements of physical biology*, Baltimore 1925, p. 88.
(2) V. Volterra. *Journal du Conseil international pour l'exploration de la mer*, vol. III, n° 1, 1928.

Digitized by Google

que les requins pourront se multiplier aux dépens des soles. Le même cycle se reproduira ensuite indéfiniment.

La figure 16 montre une représentation graphique faite par VOLTERRA à partir des équations différentielles de N_s, nombre de soles, et de N_r, nombre de requins, en fonction du temps ; on voit que

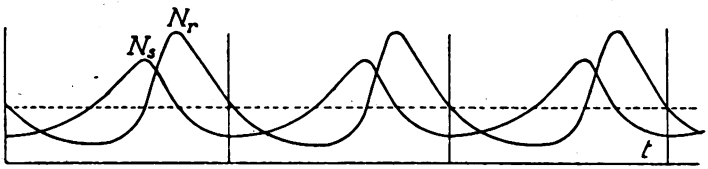


Fig. 16. — Variations de la population de deux espèces animales dont l'une se nourrit de l'autre.

chacune de ces deux courbes est périodique ; la courbe N_s présente une certaine avance de phase par rapport à la courbe N_r. La période de ce phénomène est une fonction de deux durées de relaxation, savoir, les durées nécessaires pour que le nombre des soles et le nombre des requins, existant séparément, soient modifiés dans le rapport e.

On a même vérifié expérimentalement des conséquences de l'étude mathématique de ce phénomène, qui paraissaient paradoxales au premier abord.

D'autres exemples d'oscillations de relaxation en biologie sont donnés par le frisson de la fièvre, le claquement des dents, les battements du cœur, le sommeil des fleurs et d'une manière générale les mouvements nyctinastiques des feuilles et des fleurs.

15. — Considérons maintenant plus en détail les propriétés des oscillations de relaxation. En parlant des oscillations sinusoïdales, nous avons observé qu'une force périodique extérieure peut changer l'amplitude des oscillations d'un système sinusoïdal d'une manière très prononcée, particulièrement lorsque sa fréquence se trouve au voisinage de l'oscillation libre du système. Ceci n'est pas autre chose que le phénomène bien connu de la résonance.

Avec des oscillations de relaxation, par contre, le phénomène est tout différent, comme le montre l'expérience très simple suivante d'où la résonance est complètement absente. Disposons sous un robinet un petit appareil constitué par un réservoir à deux compartiments, pouvant basculer autour d'un axe horizontal et retenu de chaque côté par un butoir d'arrêt. Le réservoir étant d'abord appuyé sur le butoir de gauche, le compartiment de droite se remplit d'eau peu à peu. Quand l'eau atteint un certain niveau

Digitized by Google

le réservoir bascule, le compartiment de droite se vide et le compartiment de gauche qui se trouve maintenant placé sous le robinet se remplit à son tour. Lorsqu'il est plein, le réservoir bascule en sens inverse et le cycle recommence. La période du phénomène dépend d'une durée de remplissage, laquelle à son tour est un produit de deux facteurs, le volume du réservoir (qui joue le rôle d'une capacité C) et l'obstruction apportée par le robinet (jouant le rôle d'une résistance R).

Si maintenant le débit de l'eau n'est pas constant, mais que le robinet soit ouvert périodiquement chaque seconde pendant un temps très court, de sorte qu'une petite quantité d'eau tombe périodiquement dans le réservoir d'une manière discontinue, à la sixième ouverture du robinet, par exemple, le récipient se renversera et par conséquent à la douzième ouverture basculera de nouveau en sens inverse, et ainsi de suite. Le basculement a lieu seulement lorsque la quantité d'eau versée dans le réservoir rend celui-ci instable. Nous voyons donc qu'il n'est pas possible d'agir sur l'amplitude de l'oscillation de relaxation en changeant la période de la fourniture de l'eau, puisque cette amplitude est toujours déterminée par un même niveau de l'eau à l'intérieur du réservoir. Toutefois, nous remarquons que le système sera exactement *synchronisé* avec un *sous-harmonique* de la période de la fourniture de l'eau ; dans l'exemple choisi, avec le sixième sous-harmonique (1).

Nous voyons par l'exemple ci-dessus, qu'en opposition complète avec ce qui se produit dans les systèmes sinusoïdaux, la *période d'un système à relaxation* peut être aisément influencée par les circonstances extérieures, alors que ces mêmes circonstances ne peuvent pratiquement rien sur leur *amplitude*.

Nous avons de plus ici un exemple de *démultiplication de fréquence*, c'est-à-dire que le basculement du réservoir se produit périodiquement après un intervalle de temps qui est un multiple entier de l'intervalle séparant deux ouvertures du robinet ; la *période de l'effet est ainsi un multiple de la période de la cause*. La fréquence de l'effet est une fraction simple (un demi, un tiers, un quart, etc...) de celle de la cause et nous avons donc affaire à un phénomène de *démultiplication de fréquence*.

---

(1) Strictement parlant nous n'avons pas ici un exemple de force extérieure périodique, mais de variation périodique de la résistance. Le phénomène est toutefois le même dans les deux cas et c'est pourquoi l'exemple ci-dessus a été choisi, en raison de sa simplicité.

Digitized by Google

Il résulte d'expérience faites dans notre laboratoire à Eindhoven (1) qu'on peut aisément, au moyen d'oscillations de relaxation électriques, obtenir une démultiplication de fréquence de l'ordre de 200 : 1. Par ce procédé on a pu, par exemple, réduire suffisamment la fréquence d'oscillations sinusoïdales de haute fréquence pour leur faire conduire un petit moteur synchrone et actionner une horloge.

Le principe de la démultiplication de fréquence a été appliqué à la mesure des fréquences radios par MM. Hull et Clapp (2) et par M. Decaux (3). Signalons également une expérience de Eccles et Miss Leyshon (4) dans laquelle le circuit d'une lampe à néon, exécutant des oscillations de relaxation, était couplé magnétiquement avec un diapason. Cette expérience fournit un joli exemple de la facilité avec laquelle les oscillations de relaxation ajustent leur fréquence sur celle d'une force périodique extérieure. En effet ces physiciens ont trouvé que si l'on rendait d'abord la période de l'oscillation de relaxation approximativement égale à celle du diapason, celui-ci se mettait à vibrer énergiquement, et par la suite il était possible de faire varier la période propre du système à relaxation dans des limites très étendues sans que le système entier cesse de vibrer à la fréquence du diapason. Dans cet exemple le mécanisme de l'entretien est fourni par une oscillation de relaxation, mais, ce qui est caractéristique du couplage d'un système de relaxation avec un système sinusoïdal, la *fréquence* est déterminée par celle du système sinusoïdal.

On peut comparer cette expérience au fonctionnement d'un tuyau d'orgue. Le courant d'air arrivant sur l'anche produit une oscillation de relaxation, mais nous avons, couplé d'une manière serrée avec ce système à relaxation, le tuyau lui-même qui ne peut vibrer que sinusoïdalement ; c'est ce dernier qui ici encore détermine la fréquence, tandis que l'entretien de la vibration est dû au système à relaxation.

Nous voyons donc en résumé que le phénomène de la résonance qui nous est si familier avec des systèmes sinusoïdaux manque complètement dans les systèmes à relaxation.

16. — Nous avons déjà mentionné tout à l'heure le battement du cœur comme un exemple caractéristique d'oscillations de relaxa-

(1) Van der Pol et van der Mark. *Nature*, 10 sept. 1927.
(2) Hull et Clapp. *Proc Inst. Radio Eng.*, **17**, 252, 1929.
(3) Decaux. *Onde Electrique*, **8**, 325. 1929.
(4) Eccles et Miss Leyshon. *Electrician*, **97**, 65, 1926.

Digitized by Google

tion. En collaboration avec M. VAN DER MARK, j'ai construit un modèle électrique du cœur (1) qui comprend trois systèmes à relaxation représentant respectivement le sinus, les oreillettes et les ventricules (fig. 17). A l'aide de ce modèle, diverses anomalies bien connues du rythme du cœur ont pu être reproduites et quelques anomalies nouvelles ont pu être prédites. Le modèle est par-

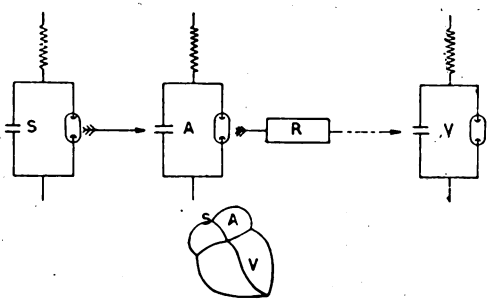


Fig. 17. — Représentation schématique du cœur par trois systèmes de relaxation : S (Sinus), A (Oreillette), V (Ventricule). R est un réseau retardateur.

ticulièrement commode pour donner des électrocardiogrammes que l'on peut comparer à ceux relevés sur le corps humain. Les phénomènes bien connus du blocage à 2/1 et 3/1, ainsi que le blocage complet, sont parfaitement reproduits par ce modèle. Dans le cœur humain c'est le ventricule qui bat avec une fréquence de la moitié ou du tiers de la fréquence de l'oreillette et par suite dans le blocage partiel nous avons un excellent exemple de la propriété que nous avons signalé tout à l'heure des oscillations de relaxation, à savoir la possibilité d'obtenir une démultiplication de fréquence.

Si nous donnons de l'extérieur une petite impulsion électrique à notre modèle, de la même manière qu'on peut le faire dans des expériences sur des cœurs de grenouille par exemple, ou bien le modèle ne réagira pas du tout (c'est le phénomène dit de la *période réfractaire*) ou bien la lampe à néon donnera un éclat et le condensateur se déchargera avec son amplitude normale. C'est également ce que l'on observe sur le cœur de grenouille, qui tantôt ne réagit pas du tout et tantôt donne une extra-systole complète. Ceci n'est qu'un exemple de la propriété dont nous parlions tout à l'heure, qu'une force extérieure peut changer la PÉRIODE mais non pas l'AMPLITUDE d'une oscillation de relaxation. Cette propriété est con-

(1) *Onde Electrique*. **7**, 365, 1928.

Digitized by Google

nue en physiologie sous le nom de *loi de Bowditch* ou loi du *tout ou rien*. La figure 18 montre des extra-systoles du ventricule où l'on peut voir que l'amplitude de l'extra-systole est pratiquement la même que celle des systoles normales.

17. — Nous avons déjà signalé parmi les exemples d'oscillations de relaxation le sommeil des fleurs. Vous avez tous observé que la pâquerette ferme ses pétales dans la soirée pour les ouvrir de nouveau le matin suivant. Beaucoup de fleurs présentent ce phénomène périodique et les feuilles exécutent parfois aussi un mouvement analogue avec une période de 24 heures. Depuis plus de cent

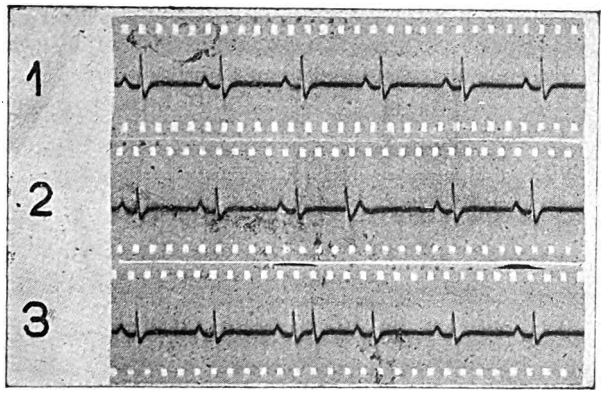


Fig. 18. — 1. Rythme normal du cœur.
2. Extrasystole ventriculaire tardive.
3. Extrasystole ventriculaire se produisant peu de temps après une systole ventriculaire normale.
Les courbes 2 et 3 montrent que par une excitation extérieure on peut faire varier la *période* du phénomène mais non son *amplitude*.

ans, on a essayé de trouver la cause de ces mouvements nyctinastiques. Le phénomène était bien connu de Linné et il a même proposé de l'utiliser pour faire fonctionner une horloge. Comme cause de ce mouvement, certains auteurs indiquaient l'influence de la température sur les plantes ; vous savez par exemple que des tulipes, placées dans une chambre chauffée, s'ouvrent largement. On a pensé également à la conductivité électrique de l'air, laquelle montre une fluctuation d'une période de 24 heures. On a pensé aussi à l'influence bien connue de la lumière sur l'attitude des plantes, etc.

A côté de ces théories qui tendaient à expliquer le phénomène par des influences extérieures, d'autres théories ont été également

Digitized by Google

proposées, qui donnaient ces mouvements comme autonomes ou *intrinsèques*, c'est-à-dire que les plantes auraient acquis dans la suite des temps un rythme *intérieur* de 24 heures. Il y a peu de temps, des recherches détaillées sur ce sujet ont été publiées par Mlle KLEINHOONTE dans une thèse (1) d'où la fig. 19 a été extraite. Cette figure montre très nettement le mouvement vertical des feuilles pendant une période de 24 heures, lorsqu'elles sont soumises à l'illumination naturelle. L'auteur a observé que les plantes placées dans l'obscurité, ou bien sous une lumière parfaitement constante, donc non périodique, continuaient à se mouvoir avec une période

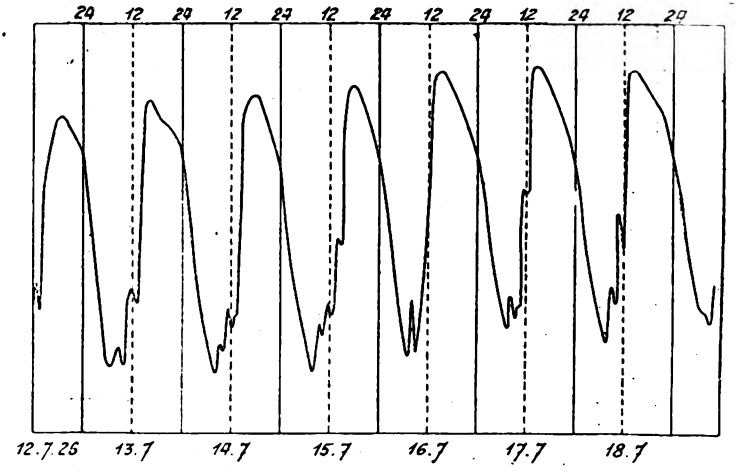


Fig. 19. — Le sommeil des plantes est encore une oscillation de relaxation. (La courbe ci-dessus montre le mouvement diurne d'une feuille de *Canavalia*).

d'environ 24 heures, dont la phase par rapport à l'heure de la journée pouvait prendre toutes les valeurs possibles. Une influence régulatrice de la température, de la conductivité ou de la lumière étant ainsi complètement exclue, il devient manifeste que ces mouvements peuvent être considérés comme des oscillations de relaxation dont la période est déterminée par une durée de la nature d'une durée de diffusion, puisqu'une action de masse est ici hors de question.

Il résulte de diverses observations, décrites dans la thèse de Mlle KLEINHOONTE, que si l'on soumet la plante à une illumination

(1) Mlle A. Kleinhoonte — *De door het licht geregelde autonome bewegingen der* Canavalia *bladeren.* — Delft, 1928.

Digitized by Google

périodique avec une période de 12 heures, ou encore avec une période de 6 heures, la plante continue à avoir un mouvement périodique d'une période de 24 heures. Nous avons donc ici un exemple remarquable de démultiplication de fréquence dans les rapports de 2 à 1 et de 4 à 1.

Il est non moins remarquable que l'amplitude du mouvement des feuilles dans le cas de démultiplication de fréquence, est exactement la même que dans le cas de l'oscillation libre de la plante, c'est-à-dire dans le cas de l'oscillation de relaxation sans force extérieure présente. Nous trouvons donc ici une parfaite analogie avec la loi du *tout ou rien* pour le cœur humain.

La conclusion est donc que ces phénomènes nyctinastiques rentrent absolument dans le type des oscillations de relaxation. Les plantes en question ont leur propre fréquence, qui toutefois peut s'ajuster facilement à une illumination périodique extérieure ; bien que l'énergie nécessaire au mouvement soit fournie par la plante elle-même, la période est réglée par une influence extérieure très petite qui ne fournit pratiquement aucune énergie au système.

18. — Nous mentionnerons pour terminer, dans un ordre d'idées tout différent, un très important travail du Dr L. Hamburger, de la Haye, intitulé « *Une nouvelle méthode de recherches et une politique économique nouvelle concernant les cycles économiques* (1) ». Ce travail développe des considérations très intéressantes sur les fluctuations économiques (en anglais *business cycles*). De même que pour le sommeil des plantes, beaucoup de travaux ont été publiés sur la question de savoir si la périodicité dans la vie économique est due à une cause interne ou si elle est causée par des influences extérieures. Il y a par exemple une théorie qui cherche dans les variations périodiques de la pluie, d'une période de onze ans, la cause des oscillations économiques. D'autres auteurs au contraire croient plutôt à des causes internes. Le phénomène lui-même peut être décrit en gros comme il suit : Après une dépression économique, la situation s'améliore lentement et progressivement jusqu'à ce qu'à un moment donné, une situation brillante soit atteinte qui présente un caractère d'instabilité, à ce moment la chute se produit, la situation empire et descend rapidement jusqu'à son minimum. Le phénomène se reproduit ensuite périodiquement, mais les périodes

(1) Dr. Ir. L. Hamburger. — *Een nieuwe weg voor conjunctuur onderzoek en een nieuwe richtlijn voor conjunctuur politiek.* — De Economist, Janv. 1930.

Digitized by Google

peuvent différer considérablement entre elles, de 2 à 10 années par exemple, bien qu'en moyenne la période soit environ de 3 ou 4 ans.

En ce moment, nous sommes, vous le savez, dans un minimum assez marqué.

Nous avons déjà remarqué à plusieurs reprises que c'est une caractéristique des oscillations de relaxation que leur fréquence peut aisément être influencée, mais non leur amplitude. Le Dr Hamburger a également trouvé en discutant les travaux statistiques publiés sur les cycles économiques que les *amplitudes* des fluctuations (corrigées de leurs variations de longue période) sont beaucoup plus constantes que les *périodes* elles-mêmes. Il arrive ainsi à la conclusion suivante : « *Je suis d'avis que seule la conception des cycles économiques comme des oscillations de relaxation peut donner une base rationnelle et suffisante pour une explication de ces importants phénomènes.* »

J'ajoute toutefois qu'en cette matière, le dernier mot n'a certes pas été dit et que de nombreuses questions sont toujours sujettes à discussion.

*
* *

Il aurait été intéressant d'entrer plus en détail dans l'analyse mathématique de certains des systèmes à relaxation dont j'ai parlé au cours de ces deux conférences, mais le lecteur pourra s'il le désire se reporter pour cela à certaines de mes publications antérieures (1). J'ai cru préférable, vu l'espace dont je disposais, de donner une idée de la variété des phénomènes que l'on peut rattacher à ce type général. J'espère avoir ainsi montré comment l'étude des principes mathématiques qui gouvernent un mode de fonctionnement très général dans la nature, conduit à relier entre eux un grand nombre de phénomènes particuliers qui paraissent, à première vue, étrangers les uns aux autres (2).

(1) Van der Pol. *Ztsch. f. Hochfreq. Techn.* **28**, 178, 1926, et **29**, 114, 1927.

(2) Je tiens en terminant à exprimer à M. Le Corbeiller mes remerciements pour les soins qu'il a apportés à la rédaction en français de ces conférences.

V. d. P.

Digitized by Google

OBSERVATIONS RELATIVES A LA RADIOÉLECTRICITÉ ET A LA PHYSIQUE DU GLOBE

Faite à l'occasion de l'éclipse totale de soleil du 9 mai 1929 à Poulo Condore Indo=Chine (*suite et fin*) (1)

par J. B. GALLE

Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

B. — Mesures du champ électrique produit par une émission éloignée d'ondes courtes

Cette étude a été entreprise quantitativement avec des appareils construits au Laboratoire National de Radioélectricité par M. David qui a adapté aux ondes courtes la méthode imaginée par M. Mesny et utilisée à Meudon pour la mesure du champ des stations à onde longue.

Principe de la méthode.

Le signal provenant du poste émetteur dont nous voulons mesurer le rayonnement est recueilli par une antenne, agit sur un récepteur et cette action se traduit par une variation du courant filament plaque de la lampe détectrice.

Sans modifier la sensibilité du récepteur nous prélevons ensuite sur un oscillateur de haute fréquence local dont la puissance est maintenue constante, une fraction connue de cette puissance qui produise sur le récepteur la même action que le poste émetteur étudié.

On peut donc à chaque instant comparer le champ électrique dû à un poste émetteur à un terme constant de comparaison.

Appareils utilisés.

a) Récepteur.

Le récepteur utilisé était du type E 20 modèle 26 de la Radiotélégraphie Militaire.

C'est un récepteur à super-réaction comportant 4 lampes :

2 lampes disposées en montage symétrique ;

1 lampe de modulation ;

1 lampe détectrice.

(1) V. *O. E.*, juin 1930.

Digitized by Google

b) Emetteur local.

Cet appareil est constitué par un oscillateur à 2 lampes enfermé complètement dans une cage de Faraday.

La longueur d'onde de cet oscillateur est réglable et la commande peut être effectuée de l'extérieur.

Cet oscillateur induit dans un circuit intermédiaire un courant de haute fréquence d'intensité I qui est mesuré à un facteur près par le courant indiqué par un microampèremètre sensible branché aux deux bornes d'un couple thermo-électrique dont l'autre circuit est traversé par le courant I. Le circuit intermédiaire dont nous venons de parler est associé d'une façon fixe avec un dispositif de couplage avec le poste récepteur.

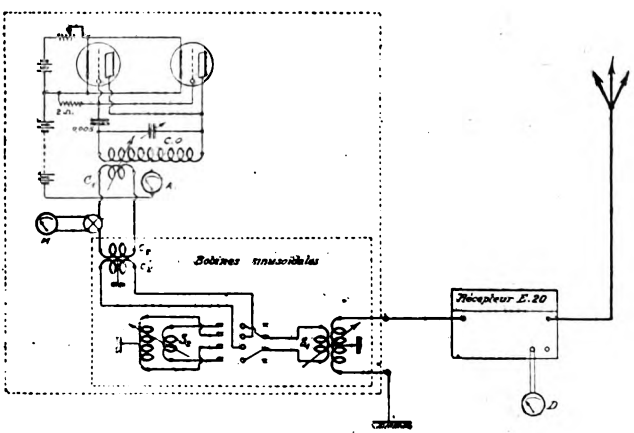


Fig. 2.

Ce dispositif réglable est constitué à volonté par un jeu de bobines ou deux jeux de bobines disposées en série pour obtenir des forces électromotrices plus faibles.

Un commutateur permet à volonté d'utiliser un ou deux jeux de bobines. Nous n'avons jamais utilisé qu'une seule bobine. Ces bobines sont dites « sinusoïdales » car elles sont construites de telle façon que le courant induit dans le secondaire est, à un facteur près, proportionnel au produit du courant dans le primaire par le sinus de l'angle que fait le plan d'une bobine avec la normale au plan de l'autre.

Le schéma de l'ensemble de l'installation est représenté figure 2.

Expérimentation.

La mise en œuvre du générateur local en cage de Faraday a présenté beaucoup de difficultés.

Digitized by Google

L'appareil avait dû être construit très rapidement pour être prêt lors du départ de la mission et certains détails des commandes mécaniques nécessitaient une mise au point.

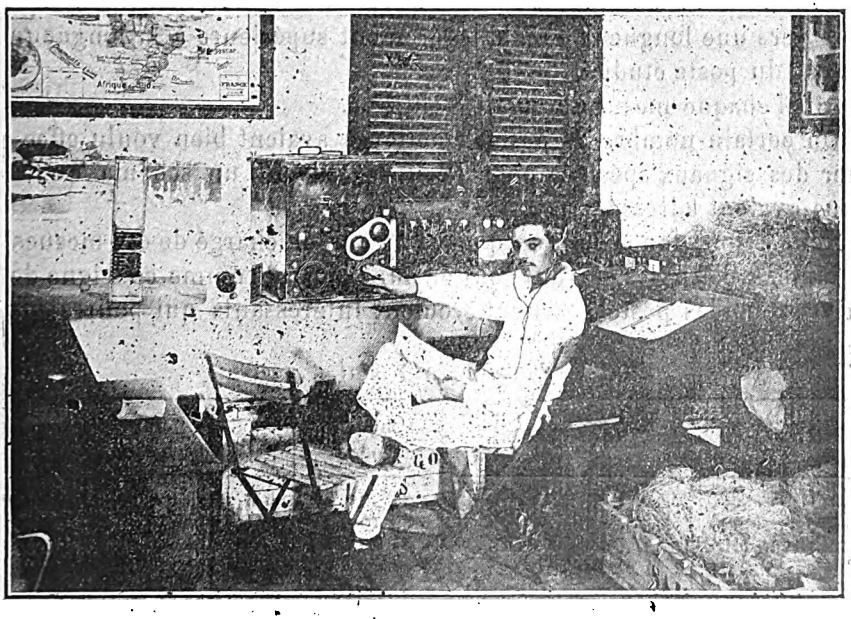
De plus certaines connexions avaient eu à souffrir du voyage et ont nécessité une révision.

Enfin, au début il était impossible de faire osciller le générateur sur les longueurs d'onde voisines de 31 mètres, or nous avions justement des séries de mesures à effectuer dans ce voisinage.

Nous avons constaté que ce « trou » était dû aux circuits d'alimentation qui se trouvaient créer un circuit résonnant sur cette longueur d'onde.

Par l'usage des condensateurs de forte capacité disposés en des points convenables nous avons réussi à rétablir le fonctionnement continu de l'appareil sur toute la gamme d'ondes nécessaire.

Une mise à la terre complète de la cage de Faraday, du socle du récepteur et de l'opérateur nous a permis d'obtenir un blindage complet de l'émetteur et une fixité de l'aiguille du milliampèremètre placé dans la plaque de la lampe détectrice, milliampèremètre à à partir duquel se faisaient tous les réglages.



Dispositif de mesure du champ électrique produit par une émission lointaine.

Le mode opératoire était dès lors le suivant :

Après avoir réglé le récepteur sur le poste émetteur que nous vou-

Digitized by Google

lions étudier, nous réglions la sensibilité pour que la présence des signaux fasse baisser le courant lu au milliampèremètre de 1 milliampère.

Sans modifier la sensibilité du récepteur nous changions l'accord de ce récepteur en nous déplaçant vers les longueurs d'ondes plus courtes de façon à ce qu'il ne fut plus influencé par l'émission étudiée.

L'oscillateur local, était alors mis en marche et les bobines sinusoïdales étant voisines du couplage maximum, nous réglions très exactement cet oscillateur sur la longueur d'onde du récepteur.

Dès lors, tout en maintenant l'intensité du courant dans le circuit intermédiaire à une valeur fixe correspondant à une lecture de 50 microampères au microampèremètre, nous réglions les bobines sinusoïdales de façon à obtenir la même variation que le poste émetteur étudié.

Cette équivalence pouvait être obtenue pour quatre positions différentes de la bobine sinusoïdale et nous faisions les quatre lectures correspondantes pour tenir compte de la dissymétrie possible de la bobine.

Nous répétions la même série d'opérations en déréglant le récepteur vers une longueur d'onde légèrement supérieure à la longueur d'onde du poste étudié.

Ainsi chaque mesure donnait 8 chiffres.

Un certain nombre de postes émetteurs avaient bien voulu effectuer des signaux spéciaux pour l'éclipse suivant un schéma qu'ils nous avaient adressé.

Nous avions donc communiqué à l'opérateur chargé de ces mesues le tableau d'écoutes suivant tout en lui donnant comme consigne de suivre tous les postes particulièrement intéressants qui pourraient se présenter :

Journée du 7 Mai.

Nom de la Station	Indicatif	Longueur d'onde	Horaire Temps moyen local
Hanoï	FZOI	30 m. 50	05 h. 00, 10 h. 00, 16 h. 00
Tokyo	JRRC	20 m. 87	13 h. 00 à 15 h. 00
Eindhoven (Hollande)	PCJ	31 m. 30	09 h. 45 à 16 h. 20
Journée du 8 Mai.			
Hanoï	FZOI	30 m. 50	05 h. 00, 10 h. 00, 16 h. 00
Tokyo	JRRC	20 m. 87	13 h. 00 à 15 h. 00
Eindhoven	PCJ	31 m. 30	09 h. 45 à 16 h. 20
Java	PLF	17 m. 00	11 h. 20 à 15 h. 20
Java	PKA	20 m. 60	11 h. 20 à 15 h. 20
Java	PKP	24 m. 70	11 h. 20 à 15 h. 20

Digitized by Google

Journée du 9 Mai.

Hanoï	FZOI	30 m 50	05 h. 00, 10 h. 00, 16 h. 00
Tokyo	JRRC	20 m. 87	10 h. 00 à 17 h. 00
Eindhoven	PCJ	31 m. 30	09 h. 45 à 16 h. 20
Java	PLF	17 m. 00	11 h. 20 à 15 h. 20
Java	PKA	20 m. 60	11 h. 20 à 15 h 20
Java	PKP	24 m. 70	11 h. 20 à 15 h. 20

Journée du 10 Mai.

Tokyo	JRRC	20 m. 87	13 h 00 à 15 h. 00
Eindhoven	PCJ	31 m. 30	09 h. 45 à 16 h. 20
Java	PLF	17 m. 00	11 h. 20 à 15 h 20
Java	PKA	20 m. 60	11 h. 20 à 15 h. 20
Java	PKP	24 m. 70	11 h. 20 à 15 h. 20

Ce programme n'a pu être suivi dans tous ses détails et a été modifié selon les circonstances qui se sont présentées.

En particulier le poste d'*Eindhoven* n'a pu être mesuré, la longueur d'onde de 31 m. 30 n'étant pas favorable à cette heure de la journée.

Nous avons cependant, sur un autre récepteur composé d'un étage de détection avec réaction, et de deux étages de basse fréquence (dont le dernier était muni d'une lampe trigrille) deviné la présence de l'émission du poste Hollandais, mais l'intensité de cette émission était trop faible pour permettre aucune mesure.

Nous avons essayé de traduire les observations recueillies par des graphiques (planche 3).

La journée du 8 mai est assez complète et semble indiquer un minimum très net de tous les postes vers 12 heures.

Nous trouvons par ailleurs des variations sensiblement concordantes pour tous les postes.

Pendant la journée du 9 mai, au contraire, il a été très difficile de suivre constamment les mêmes postes émetteurs et il semble que la propagation ait été sensiblement perturbée durant toute la journée.

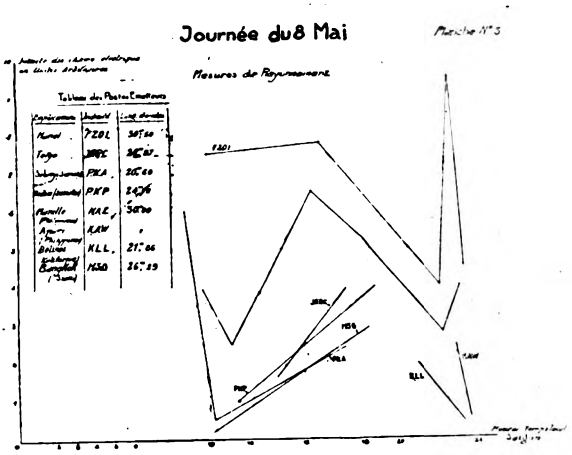
Mais un phénomène domine tout cet ensemble :

Il nous a été complètement impossible de faire des mesures entre 13 h. 40 et 14 h. 20 c'est-à-dire aux environs de l'éclipse.

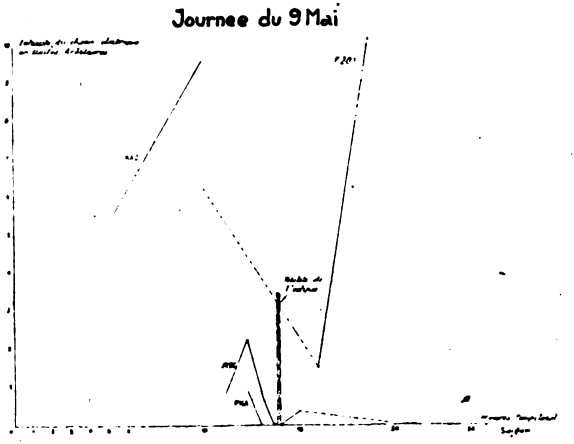
En particulier, les postes émetteurs du *Japon* sont passés par un minimum extrêmement net qui atteint pour certains l'impossibilité de lecture ou même la disparition totale.

Ce minimum coïncidait avec la totalité de l'éclipse et il fut tellement net que nous avons cru un instant à un accident de notre poste récepteur. Mais, après vérification, nous nous sommes aperçus

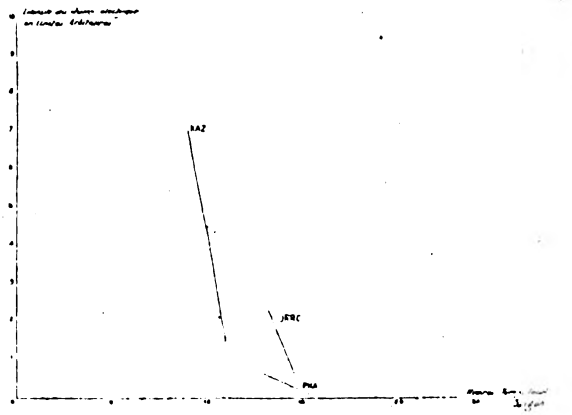
Digitized by Google



Journée du 8 mai.



Journée du 9 mai.



Journée du 10 mai.

Fig. 3.

Digitized by Google

de notre erreur et nous avions là en réalité un phénomène de propagation.

Ce phénomène correspond d'ailleurs exactement dans le temps avec la perturbation observée par la radiogoniométrie, perturbation qui a duré de 13 h. 50 à 14 h. 25.

Cela d'ailleurs est très normal puisque ces phénomènes sont étroitement liés, mais ces deux incidents ont été notés simultanément par des opérateurs situés dans des bâtiments différents et qui n'ont eu aucune communication pendant toute la durée de l'éclipse.

C. — Etude des parasites atmosphériques.

Cette étude a été entreprise avec le concours de M. le Capitaine Bureau de l'Office National Météorologique qui nous a confié un exemplaire des appareils qu'il a construits pour l'enregistrement de ces phénomènes.

PRINCIPE DE LA MÉTHODE.

Les atmosphériques convenablement amplifiés déterminent par leur afflux plus ou moins grand une différence de potentiel aux bornes d'un condensateur shunté et cette différence de potentiel fixe à son tour le courant qui traverse le milliampèremètre enregistreur.

La courbe obtenue enveloppe donc une surface proportionnelle à l'énergie totale libérée par les parasites au lieu d'observation.

APPAREILS UTILISÉS.

a) Amplificateur :

L'amplificateur utilisé ne devant favoriser aucune fréquence est nécessairement d'un modèle tout spécial.

Il doit de plus laisser passer les parasites tout en arrêtant d'une façon absolue toutes les émissions.

Ce résultat a pu être obtenu en utilisant un dispositif changeur de fréquence construit par les Etablissements Ducretet (Radiomodulateur R. M. 5 modèle spécial pour l'Office National Météorologique).

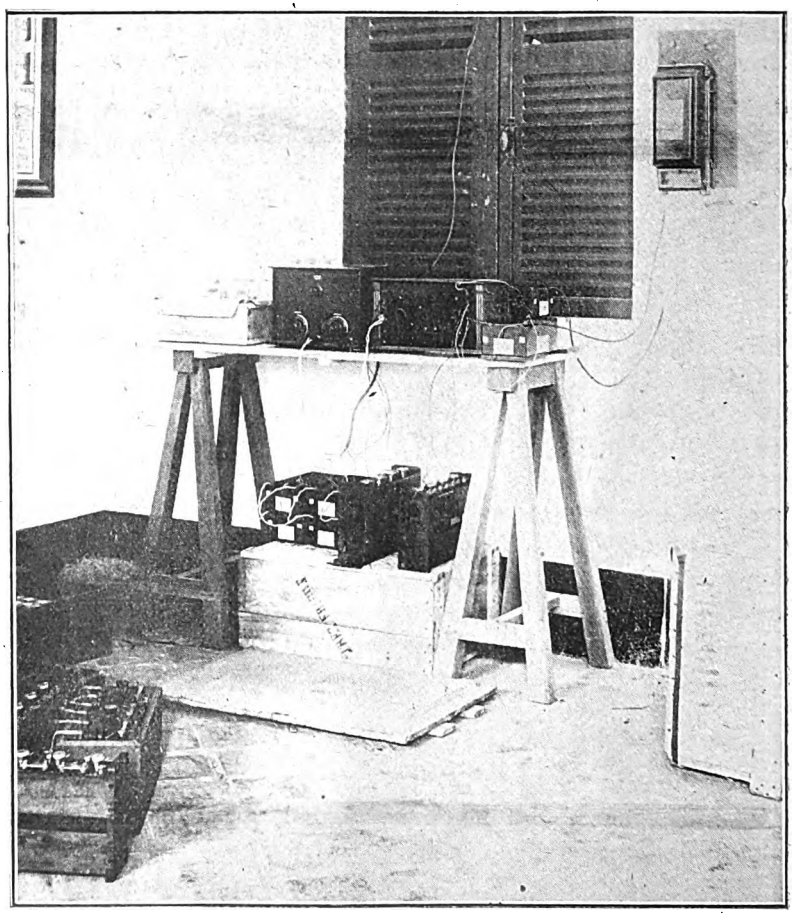
Les atmosphériques sont recueillis par une antenne en T, de 50 mètres de longueur et de 15 mètres de hauteur environ.

Cette antenne aboutit à la borne *Antenne* du récepteur dont la borne *Terre* est reliée au sol à travers une bobine de 150 spires environ, le choix exact de cette bobine étant empirique et déterminé

Digitized by Google

tant par les constantes de l'antenne que par les conditions radio-électriques locales.

Le circuit *Antenne Terre* comprend en effet entre les bornes *Antenne* et *Terre*, à l'intérieur du Radiomodulateur, le condensateur variable de ce dernier. Il faut donc déterminer l'inductance de la



Dispositif d'enregistrement des atmosphériques.

bobine précédente pour que la longueur d'onde du collecteur ne corresponde à aucune émission puissante au point d'observation.

De plus les précautions suivantes sont prises à l'intérieur du Radiomodulateur pour ne favoriser aucune longueur d'onde.

Le circuit d'antenne dont la longueur d'onde est voisine de 3.000 mètres attaque la grille d'une lampe bigrille changeuse de

Digitized by Google

fréquence et le circuit de modulation est réglé de façon à transformer les ondes de 3.000 m. en ondes de 200 m.

Cette longueur d'onde résultante est envoyée sur les deux étages d'amplification moyenne fréquence réglés sur 10.000 mètres environ. suivis d'un étage de détection et d'un étage d'amplification basse fréquence.

Dans ces conditions à la sortie du Radiomodulateur l'on n'a plus que des impulsions dues uniquement aux décharges atmosphériques.

b) Redresseur :

Ces impulsions agissent sur le circuit plaque d'une lampe montée en rectificatrice selon le schéma ci-joint (fig. 4).

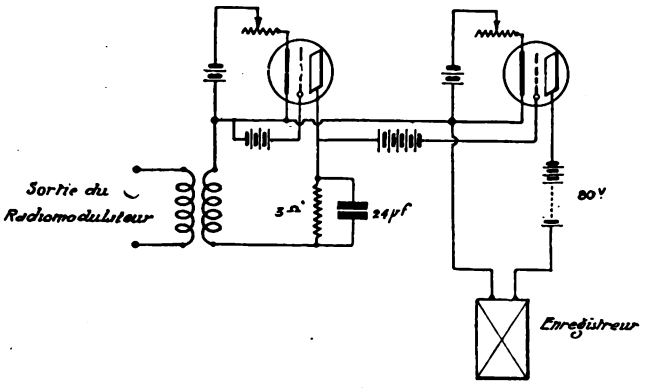


Fig. 4.

Le circuit plaque de cette lampe comporte une résistance de 3 mégohms shuntée par une capacité de 24 microfarads.

Les impulsions incidentes chargent le condensateur qui se décharge constamment sur la résistance de 3 mégohms.

Il s'établit à chaque instant une tension d'équilibre aux bornes du condensateur ; cette tension est appliquée à la grille d'une lampe montée en amplificatrice à courant continu et règle par suite le courant plaque de cette lampe.

c) Enregistreur :

Un milliampèremètre enregistreur trace la courbe des variations de ce courant, courbe qui reproduit les variations de la puissance libérée par les atmosphériques.

Conditions particulières.

Antenne. — L'antenne de réception était tendue entre deux arbres

Digitized by Google

à 50 mètres environ du bord de la mer et avait sensiblement l'orientation nord-est-sud-ouest.

Prise de terre. — La prise de terre était assurée par un treillage en cuivre de 1 m² environ enfoncé à 20 cm. de profondeur et maintenu constamment humide.

Radiomodulateur. — Le montage et le fonctionnement du Radiomodulateur n'ont donné lieu à aucune remarque spéciale.

Notons seulement que les lampes utilisées étaient :

1 bigrille « Radiotechnique », (changeuse de fréquence) ;
2 lampes « Philipps » A 410, (moyenne fréquence) ;
1 lampe « Philipps » A 409, (détectrice) ;
1 lampe « métal » D Z 2222, (basse fréquence) ;

Redresseur. — Cet appareil a dû être démonté et remonté entièrement tant pour obtenir un isolement capable de vaincre l'humidité locale très élevée (plus de 95 0/0) que pour remplacer de nombreux condensateurs de 4 microfarads qui avaient eu particulièrement à souffrir de la chaleur et de l'humidité.

Toutes les sources de courants ont été soigneusement isolées entre elles, car l'humidité superficielle établissant des dérivations, troublait tout le fonctionnement de l'ensemble.

Enregistreur. — Cet appareil a eu particulièrement à souffrir du voyage.

Les deux gros aimants permanents créant le champ magnétique du milliampèremètre n'étaient maintenus en place que par un petit collier vissé dans une plaquette d'ébonite travaillant ainsi à la traction Cette pièce d'ébonite très fragile n'a pas résisté aux manutentions des caisses et les aimants fort lourds se déplaçaient autour du mouvement d'horlogerie et de l'équipage mobile qui fort heureusement furent indemnes.

La remise en état de l'ensemble fut possible.

L'un des pôles de l'équipage mobile étant relié au bâti de l'enregistreur, il a été nécessaire de monter tout l'ensemble de cet appareil sur une planche de bakélite.

Résultats. — Les appareils ont été prêts à fonctionner le 22 avril et des enregistrements ont été effectués.

Mais pour ne pas faire une consommation exagérée de piles de tension anodique, ils n'ont été mis en service continu qu'à partir du 1er mai, alors que nous disposions grâce à l'obligeance du Commandant de la Marine de Saïgon de 4 batteries d'accumulateurs de

Digitized by Google

40 volts et de 4 batteries d'accumulateurs de 4 volts de 100 Ah pour le chauffage des filaments.

Les graphiques ci-joints (planches 5 à 14 inclus) sont relatifs

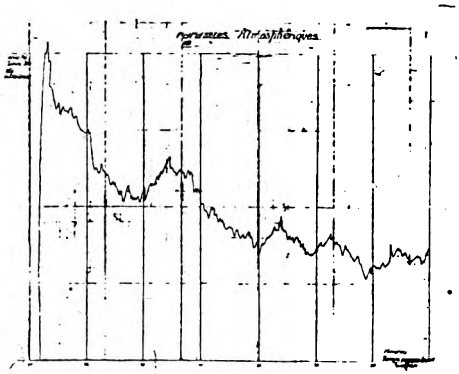


Fig. 5.

chacun à une durée de 24 heures. Les heures sont indiquées en temps moyen local Saïgon (en avance de 7 heures sur Greenwich).

Pour mettre les phénomènes plus en évidence, nous avons doublé

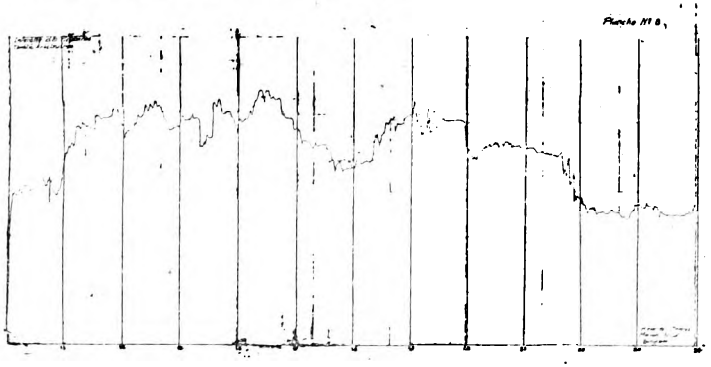


Fig. 8. — Journée du 6 mai 1929.

l'échelle des ordonnées tout en conservant la même échelle des abscisses que dans l'original.

Les remarques que l'on peut faire sur ces courbes sont les suivantes :

1° *Remarques relatives aux phénomènes diurnes normaux.*

Les courbes quotidiennes présentent toutes un minimum dans la matinée encadré par un maximum de nuit et un maximum d'après-midi.

Digitized by Google

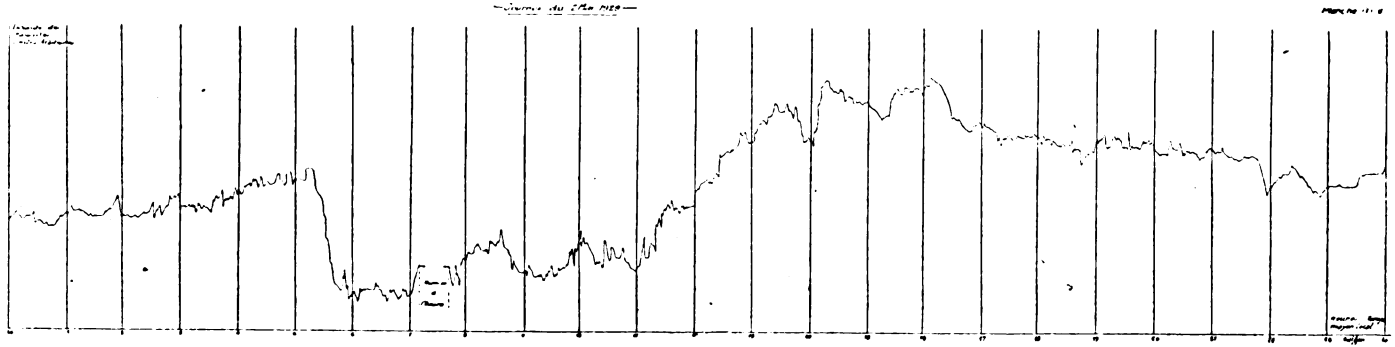


Fig. 6. — Journ e du 2 mai 1929.

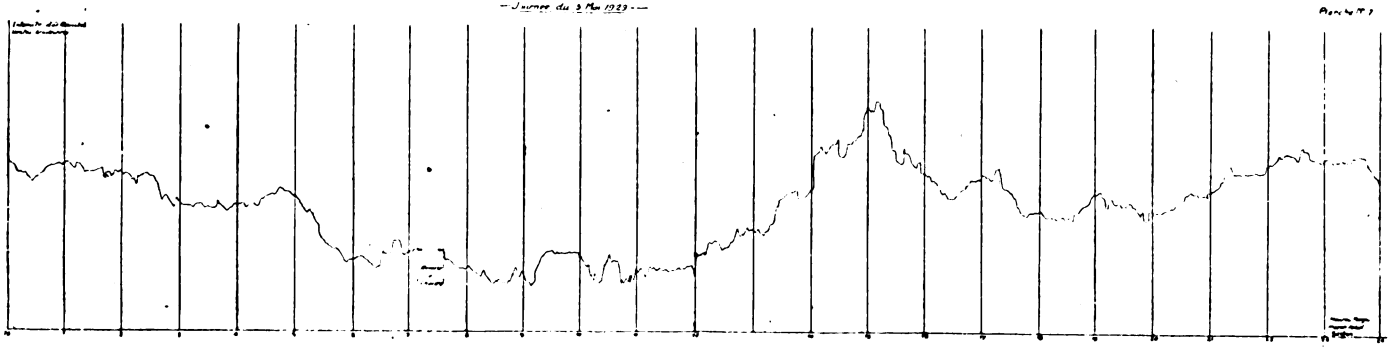


Fig. 7. — Journée du 3 mai 1929.

Digitized by Google

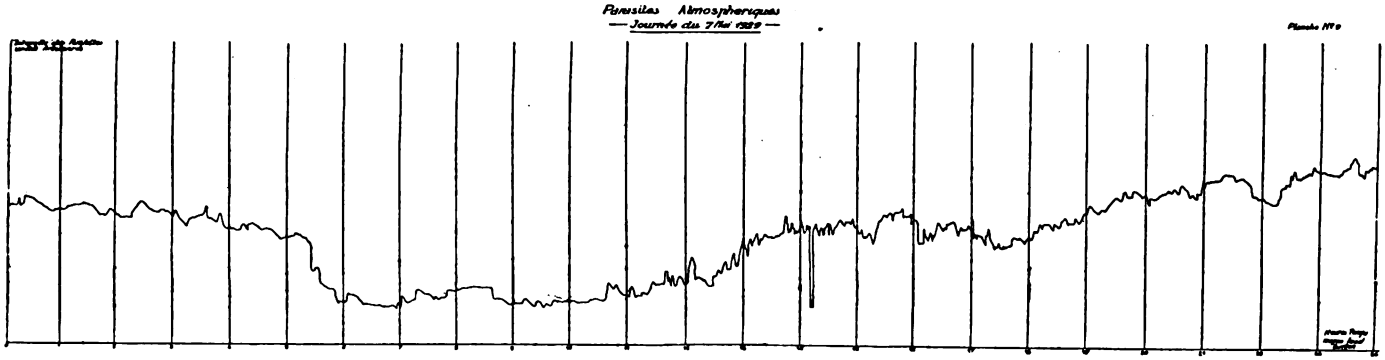


Fig. 9. — Journée du 7 mai 1929.

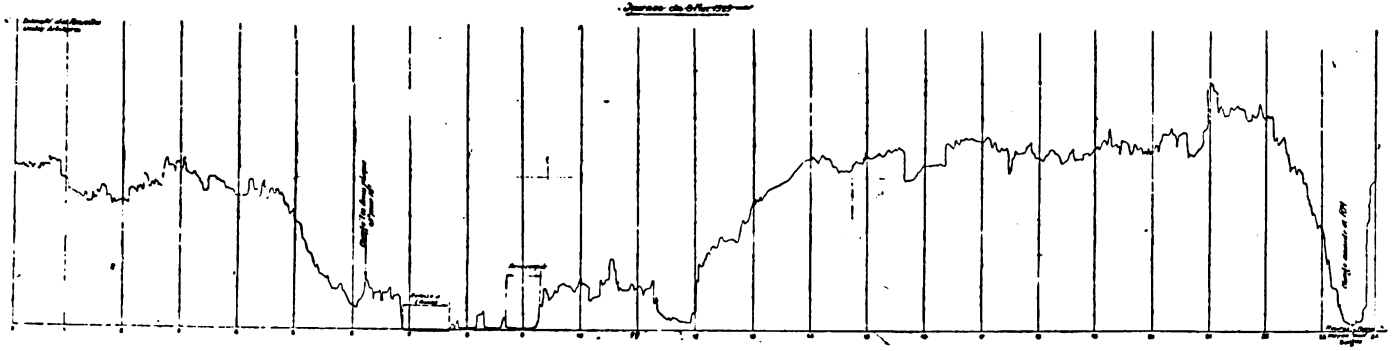


Fig. 10. — Journée du 8 mai 1929.

Digitized by Google

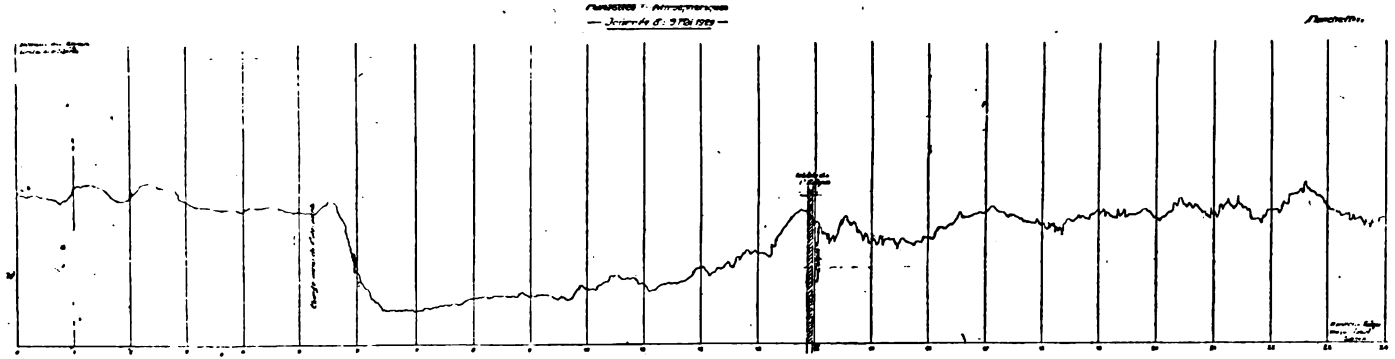


Fig. 11. — Journée du 9 mai 1929.

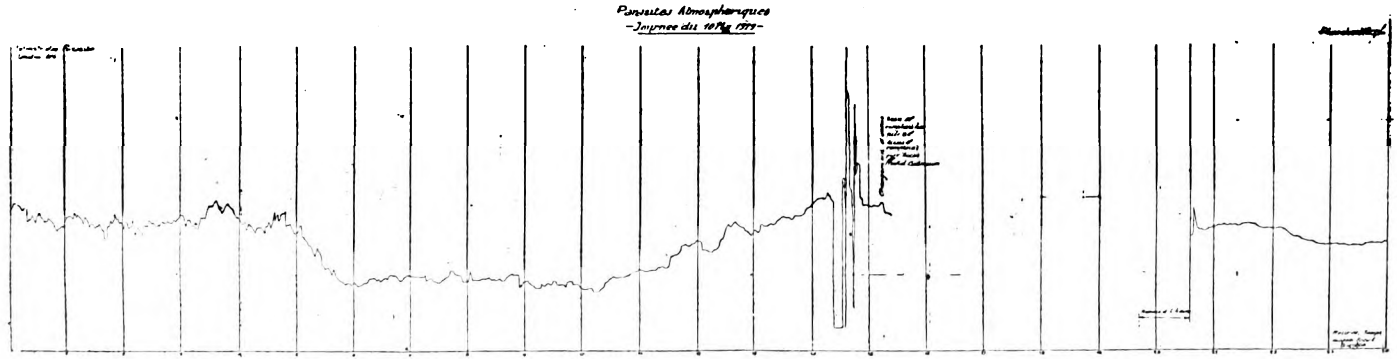


Fig. 12. — Journée du 10 mai 1929.

Digitized by Google

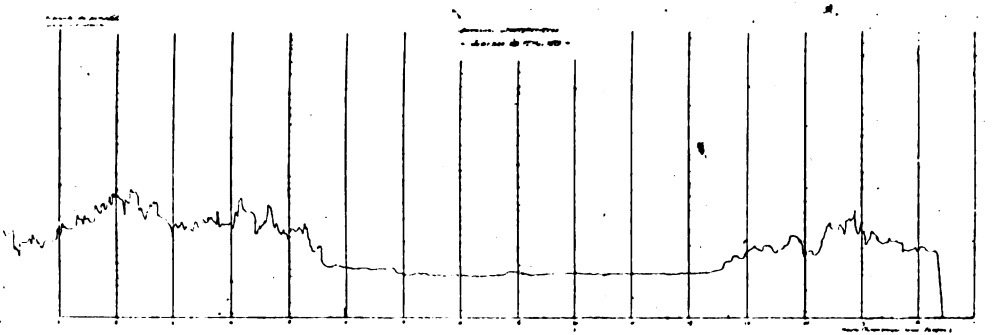


Fig. 13. – Journée du 12 mai 1929.

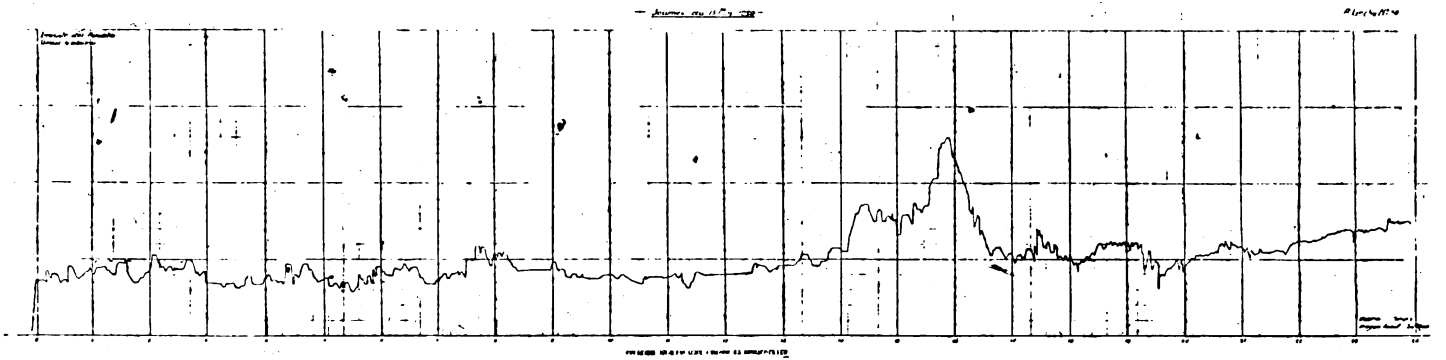


Fig. 14. — Journée du 13 mai 1929.

Digitized by Google

Au lever du soleil les perturbations cessent brusquement et la courbe présente une chute rapide de durée variant entre 30 et 45 minutes.

Cette chute se produit autour de 5 h. 30 temps moyen Saïgon.

Elle a la même forme que dans les régions tempérées et présente en particulier un palier de 5 à 10 minutes à mi-pente.

De même l'on observe souvent une réapparition momentanée brusque et puissante des parasites, une demi-heure après la fin de cette chute du matin.

Le minimum de matinée se maintient en palier jusqu'aux environs de 12 heures (il a cessé à 11 heures une journée particulièrement perturbée). C'est alors que se produit la montée qui mène au maximum d'après-midi en général le plus important de la journée et qui se situe aux environs de 15 heures.

Ensuite la courbe indique toujours un niveau élevé avec quelques fluctuations seulement jusqu'à la chute du lendemain matin.

En résumé dans la région où nous avons effectué ces expériences une période de 24 heures se répartit en :

1° Une matinée calme : la courbe présente un palier de hauteur sensiblement la même d'un jour à l'autre.

2° Une après-midi et une nuit perturbées, les courbes variant en amplitudes et en forme d'un jour à l'autre.

Sur la plupart des courbes l'on distingue nettement un maximum d'après-midi vers 15 heures.

Quelques journées présentent un maximum vers 23 heures et il semble que la chute du matin soit souvent précédée d'une légère recrudescence des atmosphériques.

Nous citerons comme courbes typiques de journées calmes mettant en évidence les divers phénomènes que nous avons mentionnés le 3 mai et le 7 mai (Pl. 7 et 9).

La courbe du 13 mai (Pl. 14) met nettement en évidence le maximum d'après-midi.

Le 2 mai correspond à une journée agitée (mais les différentes phrases mentionnées plus haut sont encore très visibles et le relevé incomplet du 6 mai (Pl. 8) qui correspond aussi à une journée agitée montre très bien l'importance des parasites d'après-midi.

A titre de renseignement pratique : dès que la courbe franchit la graduation 10 (1) toute réception sur ondes amorties devient impos-

(1) La graduation 10 correspond au milieu de l'échelle des ordonnées.

Digitized by Google

sible et quand elle atteint la graduation 15 la lecture au son des signaux en ondes entretenues devient extrêmement difficile.

Les courbes nous donnent de plus importants renseignements sur la régularité des phénomènes.

Au cours des journées moyennes il y a peu de parasites violents, mais un roulement continu d'atmosphériques traçant une courbe peu hachée.

Au contraire, au cours des journées agitées, les montées et les descentes abruptes du style nous indiquent, à un instant donné l'arrivée de parasites extrêmement puissants et à d'autres, au contraire, l'absence totale de ces parasites puissants.

Enfin nous avons pu rencontrer certaines journées extrêmement calmes qui se traduisaient par un palier presque continu.

Les courbes sont beaucoup plus régulières au cours des journées moyennes par suite de l'absence de parasites violents, et l'interprétation en est plus commode.

Le 9 mai (Pl. II) a justement été une de ces journées moyennes et grâce à cela nous avons pu déceler nettement l'influence de l'éclipse.

2°) *Influence de l'Eclipse.*

La journée de l'éclipse se caractérise par le très petit nombre des atmosphériques puissants.

L'énergie due aux parasites a été libérée presque uniquement par les parasites très faibles.

Cela nous permet donc d'attribuer les brusques discontinuités relevées sur la courbe à l'influence de l'éclipse.

Voici quelles sont les heures des phases de l'Eclipse à Poulo Condore.

1er contact	12 h. 24'07"
Totalité commencement . .	13 h. 53'46"
Fin	12 h. 58'25"
Dernier contact	15 h. 20'28"

Trois quarts d'heure après le premier contact, la courbe d'enregistrement qui se trouvait dans la période descendante correspondant au début du maximum d'après-midi présente un changement d'allure.

Puis, au moment de la totalité, la courbe présente une descente brusque qui ne cesse qu'environ vingt minutes après la fin de la totalité, la courbe reprend ensuite à peu près l'allure qu'elle a les autres jours aux mêmes instants de la journée.

Digitized by Google

Nous allons chercher à donner une interprétation des phénomènes observés :

Lorsque l'obscurcissement du ciel est suffisant, les parasites de nuit viennent se superposer aux parasites habituels d'après-midi, ce qui expliquerait le changement d'allure signalé à 13 h. 15.

Au moment de la totalité, les parasites d'après-midi très importants disparaissent.

La chute brusque constatée au moment de la totalité s'explique ainsi :

La cause productrice de ces parasites d'après-midi, probablement l'ionisation de la haute atmosphère ne reparaît probablement que lentement, ce qui explique le retard du minimum de la courbe d'enregistrement.

Nous devons signaler à ce sujet que les phénomènes observés avaient été prévus d'avance par le Capitaine Bureau. En tout cas ceci semble bien justifier l'hypothèse souvent faite que les parasites de jours sont d'origine locale, les parasites de nuit venant de régions éloignées.

D. — **Etudes de la radiogoniométrie.**

L'influence de l'éclipse de soleil sur la propagation des ondes hertziennes en direction a pu être effectuée grâce au concours le plus entier du Service Radiotélégraphique de l'Indochine qui avait détaché à *Poulo Condore* un de ses Ingénieurs, Monsieur Lallung-Bonnaire, avec le matériel nécessaire à l'expérimentation.

Notre rôle s'est borné à organiser et diriger les expériences.

La situation de Poulo Condore et l'heure de l'éclipse nous limitèrent très strictement sur le choix de la station radioélectrique sur laquelle il y avait lieu d'effectuer les relèvements.

Il fallait, en effet, une station suffisamment puissante pour pouvoir être convenablement entendu sur cadre à 14 heures, et qui put émettre des signaux spéciaux facilitant les mesures radiogoniométriques.

La station cotière de Mytho installée dans le delta du Mekong à 175 kilomètres de Poulo Condore et dépendant du réseau sud du Service Radio de l'Indochine remplissait toutes ces conditions.

De plus elle présentait l'avantage de se trouver très près de la zone de totalité et par suite d'assurer aux phénomènes le maximum de netteté.

Nous avons établi le programme ci dessous dont le Service Radiotélégraphique de l'Indochine a assuré l'exécution :

Digitized by Google

« Le poste de Mytho Radio effectuera le 9 mai 1929 sur 670 m. les émissions suivantes :

De 03 30 à 09 00 T. M. G., c'est-à-dire de 10 30 à 16 30, temps local au début de chaque quart d'heure, heure ronde :

a) deux minutes d'appel F R M « éclipse de soleil » ;

b) dix secondes de silence ;

c) une minute quarante secondes d'appels « F R M éclipse » ;

d) dix secondes de silence ;

e) un trait continu d'une minute.

La station de Mytho Radio assurant le trafic avec les bateaux émettait pour son service particulier pendant les intervalles entre les signaux spéciaux pour l'éclipse.

Nous avions donc en réalité possibilité d'effectuer des relèvements continus.

PRINCIPE DE LA METHODE.

Le relèvement de la station de Mytho était effectué en utilisant les propriétés radioélectriques d'un cadre utilisé comme collecteur d'ondes.

APPAREILS UTILISÉS

Ces appareils avaient été construits de toutes pièces par les ateliers de Saïgon du Service Radiotélégraphique de l'Indochine.

Le cadre collecteur d'onde mesurait environ 1 m. 20 de côté et portait à sa base un système indicateur d'angles constitué par un cadran et une aiguille.

Le cadran était divisé en 360° et gradué en 4 secteurs de 90°, les zéros correspondant aux minima de réception.

Le récepteur était d'un modèle courant portant toutefois un condensateur monté en compensateur pour permettre d'obtenir des minima très nets.

Emplacements des appareils. — Programme des expériences.

Les appareils ont été installés dans une grande pièce d'un bâtiment situé sur le bord de la mer et couvert de tuiles supportées par une charpente en bois sans gouttières.

Ainsi les complications dues aux déformations locales du champ étaient réduites au minimum.

En fait nous ne nous sommes pas attachés à faire des relèvements en valeur absolue, mais à étudier les variations de ces relèvements.

Digitized by Google

L'ingénieur qui effectuait ces mesures était par ailleurs chargé d'installer les dispositifs de recharge d'accumulateurs et de diriger cette recharge. Aussi n'a-t-il pu effectuer des séries de mesures dans les journées qui précédèrent et suivirent l'éclipse, tout son temps étant occupé par ailleurs.

Nous lui avons seulement demandé de faire des relèvements radiogoniométriques la veille et le lendemain de l'éclipse autour de 14 heures.

RÉSULTATS.

Pour chaque mesure l'opérateur effectuait deux relèvements (le deuxième relèvement étant effectué après avoir fait tourner le cadre

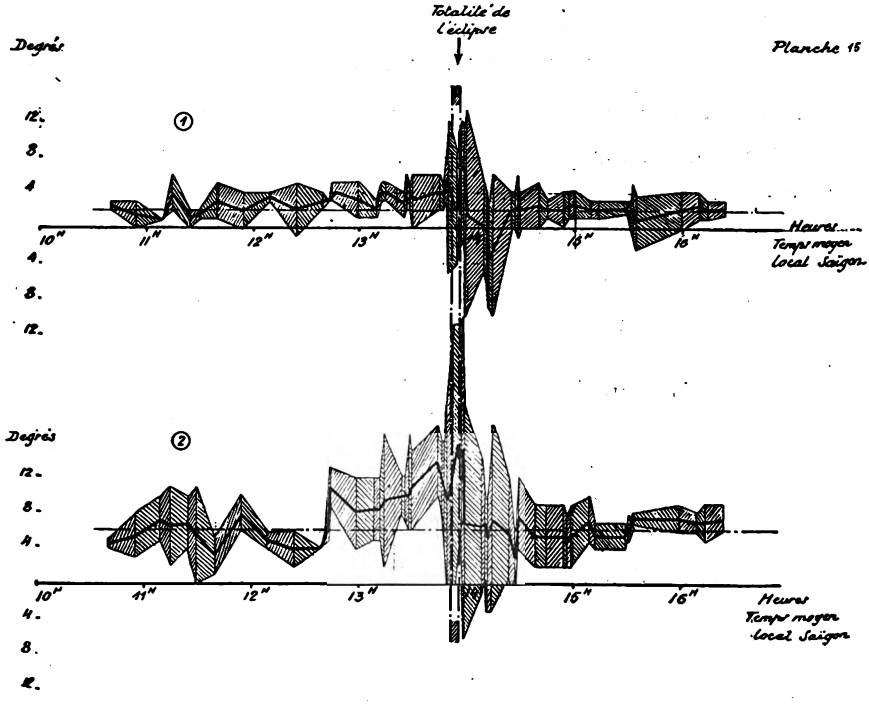


Fig. 15. — Les courbes 1 et 2 sont relatives à des positions du cadre différent de 180 degrés.
Les courbes limites indiquent les positions extrêmes d'extinction. La courbe en trait fort moyenne des deux positions extrêmes donne le relèvement apparent du poste.

de 180° par rapport à la position de premier relèvement) et pour chaque relèvement il notait les limites du secteur dans lequel il n'entendait plus l'émission.

Digitized by Google

Ce secteur que nous appellerons la « plage » d'extinction a été mis en évidence dans le graphique annexé à ce rapport (pl. 16).

Nous avons porté en abscisses les heures de la journée en temps moyen local *Saïgon* et en ordonnée les limites des plages d'extinction.

Les deux graphiques sont relatifs aux deux séries de mesures effectuées pour les deux positions du cadre.

Nous avons réuni par des lignes droites les points obtenus et hachuré la surface représentant la plage d'extinction.

Nous pouvons constater qu'en dehors de l'heure de l'éclipse la plage d'extinction est sensiblement constante aux erreurs expérimentales près.

De plus, le centre de cette plage oscille autour d'une même valeur, ce qui indique un relèvement toujours dans le même azimuth ou du moins ne subissant que de faibles variations.

Mais au moment de l'éclipse, les phénomènes sont complètement changés et cette perturbation commence à se faire sentir quelques minutes (trois environ) avant la totalité pour se continuer jusqu'à 14 h. 25, la fin de la totalité ayant eu lieu à 13 h. 58.

Nous voyons donc que cette perturbation débute avec le phénomène de nuit et se continue au contraire longtemps après ce qui nous indique un « traînage ».

Si nous analysons les courbes, nous pourrons faire les constatations suivantes :

a) Les deux courbes ne semblent pas avoir été relevées avec la même précision : la courbe (1) indique des mesures plus précises que la courbe (2). Nous pensons pouvoir attribuer cela d'une part au fait que pour chaque relèvement, l'opérateur commençait par relever les points portés sur la courbe (1) et répétait ensuite la même mesure après avoir fait tourner le cadre de 180° (cette deuxième mesure pouvait alors être faite plus hâtivement), d'autre part à une certaine dissymétrie du cadre.

b) Quoi qu'il en soit, à cet écart près, nous constatons que la « plage d'extinction » passe brusquement de :

3° à 17° (courbe (1)) entre 13 h. 45 et 13 h. 50 ;

8° à 29° (courbe (2) entre 13 h. 45 et 13 h. 55

soit un rapport de 5,6 pour la courbe (1) et 3,6 pour la courbe (2) cette différence étant imputable à la dissymétrie du cadre qui était de construction très légère.

La plage conserve cette grande valeur pendant toute la durée de l'éclipse et même quelques minutes après puisque ce n'est qu'à par-

Digitized by Google

tir de 14 heures qu'elle commence à décroître lentement pour retrouver sa valeur normale à 14 h. 25 environ.

En résumé, on peut dire que le phénomène de l'éclipse tout en rendant moins nets les relèvements radiogoniométriques provoque un déplacement vers l'Est du poste Mytho.

Conclusions. — Nous croyons devoir en terminant ce rapport mettre en évidence les résultats qu'on peut tirer des recherches relatives à la propagation des ondes radioélectriques faites pendant l'éclipse du 9 mai 1929.

Nous laisserons de côté la question des échos retardés. Ce phénomène excessivement intéressant et que des circonstances, peut-être fortuites et sans liaison avec l'éclipse, nous ont permis d'observer, n'a reçu jusqu'ici aucune explication à l'abri de toute critique. De nouvelles études sont nécessaires pour fixer leur origine. Toutefois le fait que les échos ont disparu au moment de l'éclipse pourra probablement servir de guide pour ces études.

Un fait capital résulte de l'ensemble des observations faites :

Tous les phénomènes qu'on a l'habitude d'observer au moment du crépuscule et pendant la nuit dans les radiocommunications, (variation du champ électrique produit à distance par un poste, modification de la nature des parasites, déplacement apparent de la direction des postes) se manifestent au moment de l'éclipse.

Ce fait était évidemment déjà connu, mais à notre connaissance, on n'avait jamais observé au même point les diverses influences de l'obscurité sur la propagation des ondes et dans ces conditions il était difficile de mettre en évidence leur simultanéité. Au contraire, on constatera en examinant les résultats mentionnés plus haut que l'affaiblissement des transmissions, la variation du relèvement et la disparition des parasites de jour se produisent au même instant, au commencement de la totalité de l'éclipse.

Il en résulte ce fait qui nous semble très important, c'est que tout d'abord ces phénomènes ont la même cause et que cette cause est instantanée.

S'il faut chercher comme c'est probable dans une ionisation de la haute atmosphère sous l'influence du soleil, on voit que cette ionisation disparaît brusquement dès que le disque solaire est complètement masqué et qu'au contraire elle ne réapparaît que plus lentement.

Ces constatations pourront servir à démêler les relations qui existent entre l'action solaire et l'ionisation de la haute atmosphère.

Digitized by Google

II. — INFLUENCE DE L'ÉCLIPSE SUR LES PHÉNOMÈNES DE PHYSIQUE DU GLOBE.

Le programme des travaux relatifs à cette recherche comprenait 3 séries de mesures distinctes à effectuer :

a) Etude de l'Activité solaire totale.

b) Etude de Conductibilité de l'Air.

c) Etude de la variation des Éléments magnétiques et du champ électrique de l'atmosphère.

Ces études ont été groupées dans ce rapport, car elles étaient réunies en fait, procédant toutes trois par enregistrement photographique sur une même bande de papier sensible.

L'exposé des modes opératoires employés et des résultats obtenus des trois subdivisions du rapport ci-après.

A. — Étude de l'activité solaire totale.

Nous disposions pour cette étude d'un pyrheliomètre Gorczynski qui nous avait été confié par M. Brasier, Directeur de l'Observatoire de Physique du Globe du Parc Saint-Maur.

Vue extérieure des installations de physique.

Principe de la méthode. — Une pile thermo-électrique est exposée au rayonnement solaire et le courant électrique auquel elle donne naissance parcourt un milliampèremètre enregistreur.

Digitized by Google

Appareils utilisés. — Ces appareils sont construits par les Etablissements Richard.

a) *Pile thermo-électrique.* — C'est une pile de Moll composée d'un grand nombre de couples disposés en série et dont les soudures convenables sont disposées sur une même face plane exposée aux rayons du soleil.

Les rayons solaires pour atteindre la pile thermo-électrique traversent un diaphragme spécial qui permet de régler le plan de la pile normalement au flux solaire et de prendre une partie constante de ce flux.

Cette pile thermo-électrique est montée sur un petit équatorial à mouvement d'horlogerie qui permet de suivre le mouvement diurne.

b) *Galvanomètre enregistreur.* — Ce galvanomètre, d'un modèle ancien, est à très faible couple, aussi l'enregistrement se fait-il par points séparés obtenus par frappe sur l'aiguille de l'équipage mobile. Le dispositif mécanique donne 15 frappes à l'heure. Entre chaque frappe, l'aiguille est entièrement soumise au couple directeur, libre de tout frottement sur le papier d'enregistrement.

Expérimentation.

L'emplacement de cet appareil devait remplir plusieurs conditions:

1° avoir un ciel complètement dégagé sur toute l'orbite solaire;

2° être à proximité immédiate d'un emplacement où se trouve constamment un des opérateurs au moins pour pouvoir être abrité contre les grains violents et passagers, surveillé et protégé contre des accidents dus aux prisonniers indigènes ou aux animaux.

La multiplicité des travaux attribués à chacun des membres du service radio-électrique ne nous permettait pas, en effet, d'affecter spécialement une personne à cet appareil qui, d'ailleurs, devrait fonctionner sans surveillance aucune et par tous les temps.

L'appareil a fonctionné du 25 avril au 13 mai sans autres incidents que deux décalages accidentels de l'équatorial dans les journées du 25 et du 27 avril.

Nous avons essayé, dans la journée du 1er mai, d'utiliser une sensibilité double de l'appareil, mais avons été obligés d'y renoncer, l'aiguille d'inscription restant constamment calée.

Résultats.

Nous trouvons certes quelques très belles journées comme celles des 1er, 11, 12 et 13 mai (Pl. 16, fig. 5), où le ciel a été complètement

Digitized by Google

exempt de nuages, mais la plupart des journées ont été nuageuses ou très nuageuses.

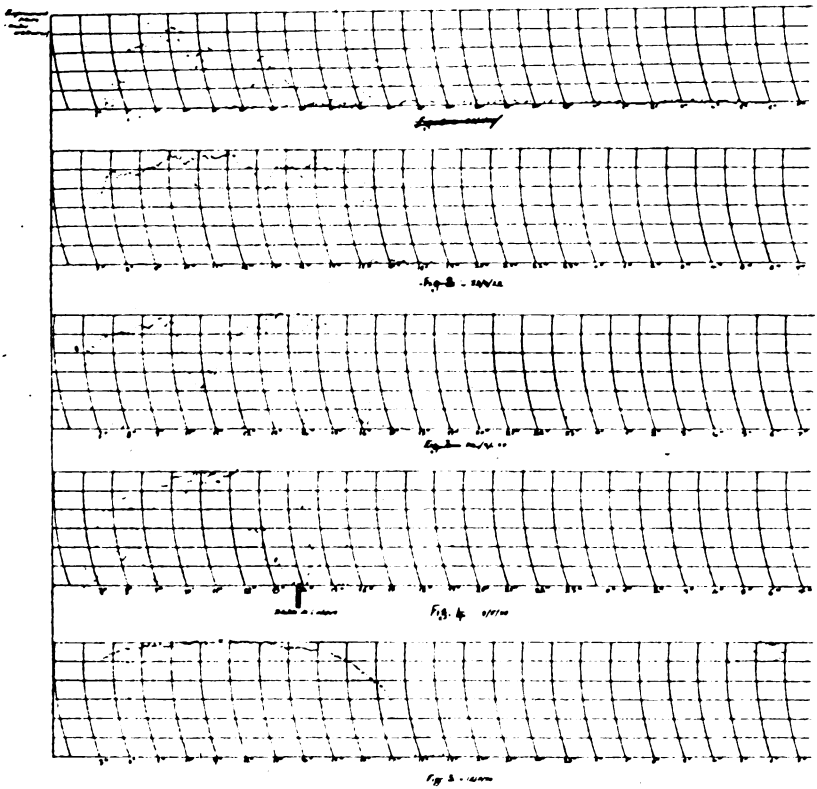


Fig. 16.

Nous pourrons citer comme exemples :

28 avril (Pl. 16, fig. 1). — Matinée ensoleillée, mais nuageuse. Après-midi couvert avec seulement deux éclaircies.

29 avril (Pl. 16, fig. 2). — Belle journée ensoleillée, mais léger voile entre 13 heures et 13 h. 30.

30 avril (Pl. 16, fig. 3. — Beau début de matinée. Nuages à 11 heures. Gros nuages passagers dans l'après-midi.

En examinant l'ensemble des courbes, nous pourrons constater que le climat est très nuageux et que parmi ces nuages, la plupart sont très opaques, accompagnés de violents et brusques grains caractéristiques de cette région.

La journée de l'éclipse (Pl. 16, fig. 4) est assez belle, mais très mouvementée.

Digitized by Google

Le lever du soleil a eu lieu dans la vase atmosphérique et au milieu des nuages.

Les nuages sont particulièrement abondants vers 8 heures et vers 9 heures du matin.

Vers 9 heures et demie, ces nuages opaques ont heureusement disparu et le soleil apparaît, voilé seulement par instants de légers cirrus (10 h. 30).

Vers 12 h. 15, l'activité solaire commence à décroître, mais à 12 h. 30, de nombreux cirrus apparaissent et des nuages passent sur le soleil.

A 13 heures, le ciel se dégage et nous avons presque, sans perturbations, la courbe descendante due à l'éclipse.

De légers nuages retardent légèrement l'ascension de la courbe après l'éclipse, et enfin à 14 h. 30, le ciel se charge de nuages pour devenir complètement couvert à 15 heures.

B. — Etude de la conductibilité de l'air.

Cette étude a été confiée à M. l'enseigne de vaisseau Le Cloarec et effectuée dans le voisinage immédiat de l'appareil enregistreur du champ électrique de l'atmosphère.

Principe de la méthode. — Un électroscope chargé et dont les feuilles sont reliées à une électrode de grande surface en contact avec l'atmosphère, est abandonné à lui-même pendant un temps déterminé.

La charge de l'électroscope crée un champ électrique, et les ions de signe contraire qui sont à l'état libre dans l'air ambiant, viennent décharger l'appareil.

Il s'établit un régime de décharge qui caractérise l'état d'ionisation de l'atmosphère.

Les mesures doivent être effectuées alternativement en donnant à l'électroscope des charges de sens contraire, pour obtenir des coefficients relatifs aux ions positifs et aux ions négatifs.

Appareils utilisés. — L'électroscope utilisé pour ces expériences était un Elster et Geitel.

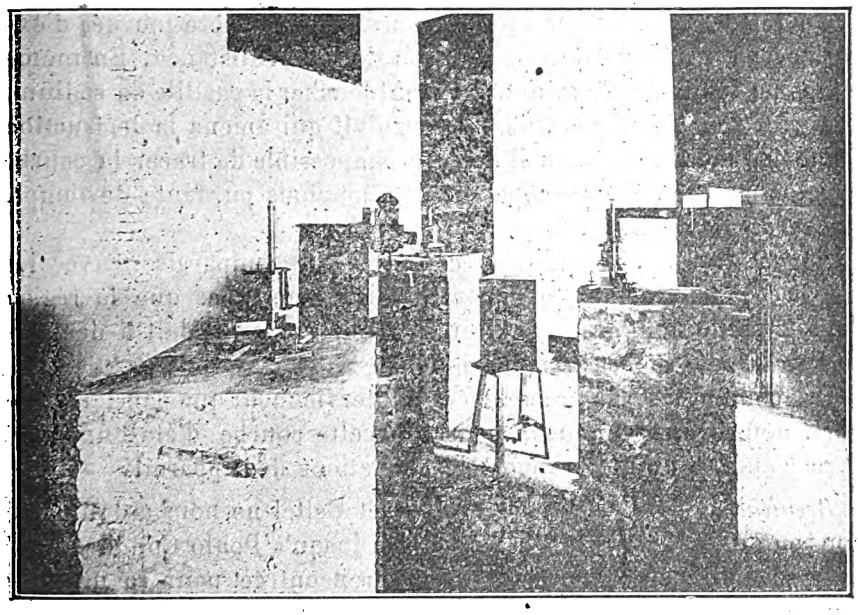
Les feuilles mobiles étaient en aluminium mince et la lecture se faisait au moyen d'une petite lunette qui permettait, par un dispositif optique convenable de viser simultanément les feuilles et une réglette graduée.

Cet appareil était maintenu sec au moyen d'un morceau de sodium.

Digitized by Google

L'électrode dont il a été parlé plus haut, est de forme cylindrique et porte le nom de cylindre de déperdition.

La pile de charge de l'appareil était une pile sèche à forte capacité donnant une tension de 193 volts.



Installation des appareils de physique du globe à enregistrement photographique. Bifilaire. Déclinomètre. Electromètre.

Expérimentation. — Avant de commencer toute mesure, nous laissions s'écouler un certain temps après la charge de l'appareil pour permettre au régime d'équilibre de s'établir et au diélectrique de se polariser.

Il était nécessaire de pouvoir tenir compte de la perte de charge de l'électroscope due à la fuite naturelle par défaut d'isolement de l'appareil.

A cet effet, nous avons effectué une série de mesures en remplaçant le cylindre de déperdition par une mince tige analogue à celle qui supportait le cylindre. Nous notions l'écart des feuilles à l'instant zéro et au bout de quinze minutes ; nous en avons déduit le terme de correction pour les deux signes des charges que nous communiquerons au cylindre.

Nous avons alors remplacé la tige par le cylindre de déperdition et avons effectué les mesures de déperdition en chargeant alternati-

Digitized by Google

vement le cylindre positivement et négativement par contact avec le pôle convenable de la pile de charge dont l'autre pôle était relié à la cage de l'appareil.

Nous avions pris la précaution de disposer en série avec ces piles une résistance de protection de 1 mégohm.

Un incident fortuit survenu au cours de la dernière journée d'expériences a provoqué le court-circuit de cette résistance. En même temps les feuilles d'aluminium vinrent toucher la pastille de sodium. Une réaction chimique violente s'ensuivit qui amena la destruction d'une des feuilles et ainsi il nous fut impossible de tracer la courbe d'étalonnage de l'électroscope que nous n'avions pu, faute de temps, relever avant l'éclipse.

Néanmoins nous avons pu constater par comparaison avec les courbes d'étalonnement d'appareils du même type, que la région dans laquelle nous utilisions cet appareil, correspondait à des parties rectilignes de la caractéristique.

Or, comme les valeurs relevées n'interviennent que par leur rapport, nous avons pu nous dispenser de cette courbe d'étalonnement et ne considérer que le rapport des déviations de l'appareil.

Résultats. — L'électroscope d'Elster et Geitel ne nous a donné aucun ennui et le transport du sodium jusqu'à Poulo Condore a été la seule difficulté que nous ayons rencontrée pour sa mise en œuvre.

Les résultats des expériences sont consignés dans le tableau ci-après.

Tableau des mesures relatives à la conductibilité de l'air effectuées avec l'Electroscope d'Elster et Geitel.

Signe de la charge de l'Electroscope	Coefficient de dispersion	Heure Temps moyen local
—	—	—
—	0,0172	Matinée
—	0,02	Midi
+	0,0225	Après-midi
	Journée du 9 Mai.	
+	0,022	
—	0,0258	
—	0,0252	
—	0,0244	Matinée
+	0,0368	
—	0,0382	
+	0,0348	

Digitized by Google

Signe de la charge de l'Electroscope	Coefficient de dispersion	Heure Temps moyen local
—	—	—
+	0,0267	
—	0,0314	
—	0,0305	
—	0,027	Pendant l'Eclipse
+	0,029	
—	0,0319	
+	0.0359	
+	0.0309	13 h. 49 m. 09 sec.
—	0,0302	14 h. 09 m. 09 sec.
+	0,0323	14 h. 29 m. 09 sec.
—	0 0328	14 h. 49 m. 09 sec.
—	0,022	15 h. 09 m. 09 sec.
—	0,0205	15 h. 34 m. 09 sec.
+	0,0215	15 h. 54 m. 09 sec.
+	0,0205	16 h. 14 m. 09 sec.
+	0,021	16 h. 34 m. 09 sec.
—	0,0243	17 h. 34 m. 09 sec.
	Journée du 10 Mai.	
—	0,0345	14 h. 13 m.
—	0,0334	14 h. 53 m.
+	0,0258	15 h. 13 m.
+	0,0309	15 h 35 m.
	Journée du 11 Mai	
+	0,0384	Matin
—	0,04	Midi
—	0,0382	Après-midi
	Journée du 14 Mai.	
—	0,0215	4 h. 30
—	0,0388	9 h. 00

Nous constatons une variation de la conductibilité de l'atmosphère, une heure environ après la totalité de l'éclipse : c'est une diminution d'environ 30 % qui dure pendant 1 h. 30 environ.

Nous avons répété les mêmes expériences les 10 et 11 mai sans déceler la moindre variation. Le 14 mai nous avons procédé à des mesures avant et après le lever du soleil et nous avons trouvé un écart de 30 % entre ces deux mesures, la conductibilité étant inférieure pendant la nuit.

Digitized by Google

C. — Etude de la variation des éléments magnétiques et du champ électrique de l'atmosphère.

M. Maurain, Directeur de l'Institut de Physique du Globe, nous avait chargé d'étudier les variations :

1° De la composante horizontale du champ magnétique terrestre.

2° De la déclinaison magnétique.

2° Du champ électrique de l'atmosphère.

Ces trois mesures ayant fait l'objet d'un enregistrement photographique simultané et, par suite étant menées ensemble, nous les avons réunies dans ce compte rendu.

La surveillance de cette installation et son entretien, ont été confiés également à M. l'enseigne de vaisseau Le Cloarec.

Principe de la méthode.

a) Variation de la composante horizontale du champ magnétique terrestre.

Un barreau aimanté est suspendu par un dispositif bifilaire.

La suspension bifilaire a reçu une torsion telle que le barreau fait un angle de 90° avec la direction de la composante horizonale du champ magnétique.

Les variations d'intensité de la composante horizontale du champ magnétique, entraînent des rotations du barreau qui sont enregistrées photographiquement.

b) Variation de la déclinaison magnétique.

Un barreau aimanté est suspendu par un fil de cocon sans torsion.

Ce barreau aimanté s'oriente donc dans le méridien magnétique et, par un dispositif photographique, enregistre les variations de la déclinaison.

c) Variation du champ électrique de l'atmosphère.

Un électromètre dont la cage est reliée au sol et les cadrans portés à des potentiels convenables constants, a son aiguille reliée à une prise de potentiel convenablement disposée à un niveau constant au-dessus du sol.

Les déplacements de l'aiguille vont donc traduire les variations du champ électrique de l'atmosphère et un dispositif optique permettra d'enregistrer photographiquement le phénomène.

Digitized by Google

Appareils utilisés.

Les deux appareils destinés aux mesures magnétiques étaient des appareils « Mascart » construits par les ateliers Carpentier.

Les dispositifs de suspension différaient ainsi que nous l'avons expliqué au paragraphe précédent; mais nous avons partout utilisé des fils de cocon et n'avons eu aucun ennui malgré l'humidité tropicale.

Les barreaux aimantés se déplaçaient dans une cage en cuivre rouge qui remplissait le double rôle de les protéger des courants d'air et d'amortir leurs oscillations.

Un petit miroir plan était fixé à l'équipage mobile et un deuxième à la cage de l'appareil.

Une même fente lumineuse éclairait ces deux miroirs et après réflexion nous avions deux images dues respectivement au miroir fixe et au miroir mobile.

L'électromètre était également d'un modèle dû à Mascart : une aiguille mobile entre quatre secteurs.

Les secteurs opposés sont réunis ensemble et reliés aux deux extrémités d'une pile dont le milieu est un sol.

L'aiguille suspendue par un bifilaire est prolongée à sa partie inférieure par un amortisseur métallique plongeant dans la glycérine. La coupelle de glycérine est elle-même disposée au milieu d'une coupelle d'acide sulfurique pur.

Cet acide sulfurique remplit le double rôle de dessécher l'électromètre et de relier électriquement l'aiguille mobile à une borne isolée de la cage de l'appareil.

Dans ce dernier but un cavalier en platine relie la cuve de glycérine à la cuve d'acide sulfurique dans laquelle plonge d'autre part un fil de platine relié à la borne isolée que nous allons relier à la prise de potentiel extérieure.

Cette prise de potentiel est constituée par une pastille radio active d'ionium attachée à un fil d'acier de 20 mètres de long situé à deux mètres du sol et fixé par ses deux extrémités à des isolateurs en orca. Chaque isolateur en orca est lui-même enfermé dans une boîte desséchée par du chlorure de calcium.

L'enregistreur photographique était d'un modèle établi par la Maison Richard. Il était capable de dérouler des feuilles de papier de 22 cm de large et de 10 mètres de long à une vitesse de 36 centimètres à l'heure.

Nous avions choisi cette grande vitesse de déroulement pour

Digitized by Google

permettre de déceler les phénomènes rapides qui pourraient avoir lieu.

Le cylindre débiteur était disposé au haut de l'appareil.

Le cylindre récepteur en bas. Ce dernier, de gros diamètre, était entraîné par un mouvement d'horlogerie. Le mouvement du papier se faisait donc de haut en bas.

Une même lanterne à 3 fentes verticales disposées à 90° l'une de l'autre, munie d'une lampe électrique fonctionnant sous une tension de 4 vols, éclairait les 3 appareils énumérés ci-dessus et les images réfléchies de ces fentes se faisaient verticalement sur une fente horizontale pratiquée dans la boîte de l'enregistreur et qui démasquait le papier sensible.

Choix de l'emplacement de l'observatoire de physique du globe.

Nous avons eu beaucoup de difficultés pour déterminer l'emplacement de cet observatoire.

En effet les installations du pénitencier de Poulo Condore étaient éclairées à l'électricité au moyen d'une distribution à courant continu.

Les machines ne fonctionnant pas d'une manière continue, des perturbations graves dans le fonctionnement des appareils enregistreurs cités plus haut s'en seraient suivies.

De plus il nous fallait trouver une pièce que nous puissions transformer en chambre noire.

Il nous était donc nécessaire de disposer d'un bâtiment en maçonnerie, plafonnée, située loin de l'agglomération du pénitentier, dans un endroit peu passager pour ne pas avoir de perturbations accidentelles et cependant surveillé contre les incidents de toutes sortes.

Nous avons choisi un logement de gardien situé dans les bâtiments de la Léproserie de l'Ile et qui remplissait toutes ces conditions.

En particulier cette dépendance du pénitencier était distante de 1 kilomètre environ du point extrême de la ligne de distribution d'électricité.

AMÉNAGEMENT.

Nous avons eu recours aux services du pénitencier.

Les fenêtres ont été murées avec des briques; quant aux portes, constituées uniquement par des persiennes, nous les avons matelassées avec la paille de riz jusqu'à obtenir l'opacité totale.

Digitized by Google

A l'intérieur de la salle dont le sol était bétonné, nous avons fait poser quatre piliers de briques maçonnées pour supporter les trois appareils et l'enregistreur photographique.

Une pièce voisine nous servait de vestibule et la porte de communication avec la salle des appareils était également matelassée de paille et munie d'une toile de tente de façon à former.

Installation des appareils.

L'installation des deux appareils magnétiques ne nous a donné aucune difficulté.

La mise en œuvre de l'électromètre a été, au contraire, beaucoup plus complexe.

Tout d'abord son réglage optique était assez délicat. Mais, quand ceci fut terminé, un geste malheureux de notre aide entraîna la chute de l'électromètre.

La colonne de verre, le support d'ambre de la borne reliée à l'aiguille et les vis calantes furent brisés.

Nous avons pu, avec beaucoup de difficultés, réparer cet appareil qui a fonctionné normalement.

Une différence de potentiel de 200 volts a été établie entre les deux paires de quadrants.

Le fil d'acier supportant la prise de potentiel à l'ionium était tendu au-dessus d'un jardin complètement nu. La prise de potentiel était fixée au milieu de ce fil, avec sa face active dirigée vers le bas.

Un de ses isolateurs extrêmes était supporté par un piquet, en plein air et nous étions chaque matin obligés d'en remplacer le chlorure de calcium qui était à l'état liquide.

L'autre isolateur était disposé à l'intérieur de la chambre noire et le fil pénétrait à travers un trou ménagé dans une des fenêtres. Un cloisonnement convenable arrêtait la lumière.

Un fil très mince et tendu dans l'espace assurait la liaison entre la prise de potentiel et l'électromètre.

La source lumineuse était une petite lampe à filament rectiligne vertical fixée à l'enregistreur.

Expérimentations.

Les appareils eux-mêmes ne nous ont donné aucun ennui, mais le mauvais fonctionnement de l'enregistreur photographique a failli compromettre les résultats de toute cette partie de la mission

Digitized by Google

et de toute façon nous a empêché d'effectuer tous les enregistrements que nous avions l'intention de faire.

Cet appareil en effet a présenté de nombreux défauts mécaniques:

a) Le mouvement d'horlogerie disposé à l'extérieur de la caisse de l'enregistreur ne présentait aucun dispositif de protection contre les agents extérieurs et les axes des rouages furent rapidement la proie de la rouille. Nous avons essayé de démonter ce mécanisme pour le nettoyer, mais n'avons pu y parvenir.

b) Le cylindre récepteur était axé par un pivot sur lequel était également calé la roue dentée d'entraînement. La mise en place de ce dispositif était fort délicate dans l'obscurité et risquait de dérégler tout le système optique.

Pour conclure, cet appareil a eu de nombreux arrêts intempestifs, en particulier le jour de l'éclipse où nous avons réussi cependant à le mettre en route à 12 h. 35.

Il a fonctionné jusqu'à la nuit, mais s'est alors arrêté définitivement et nous n'avons pu le remettre en route.

Résultats.

Ils sont exposés sur la fig. 17.

1° *Eléments magnétiques*.

a) Composante horizontale.

Elle présente chaque jour un maximum très net vers 11 heures, temps moyen local et ce maximum est plus ou moins étalé.

Il est particulièrement resserré le 9 mai, mais nous ne pouvons en tirer aucune conclusion pour l'influence de l'éclipse, sans effectuer de comparaisons avec des courbes relevées dans d'autres observatoires ne se trouvant pas sur la ligne de centralité.

b) *Déclinaison*. — La déclinaison a eu de très faibles variations. Nous signalons à ce sujet que la valeur moyenne de la déclinaison à Poulo Condore est de 1/2 degré Est.

Il sera également utile d'effectuer des comparaisons avec les enregistrements qui auront pu être faits à ZI KA WEI.

L'étalonnage de ces deux appareils est reporté à l'échelle sur la planche.

F désigne le spot fixe.

M la position d'équilibre du spot mobile.

M_1 et M_2 les positions du spot mobile dévié par un petit aimant auxiliaire.

La distance des axes des deux petits aimants était de 475^{mm},8.

Digitized by Google

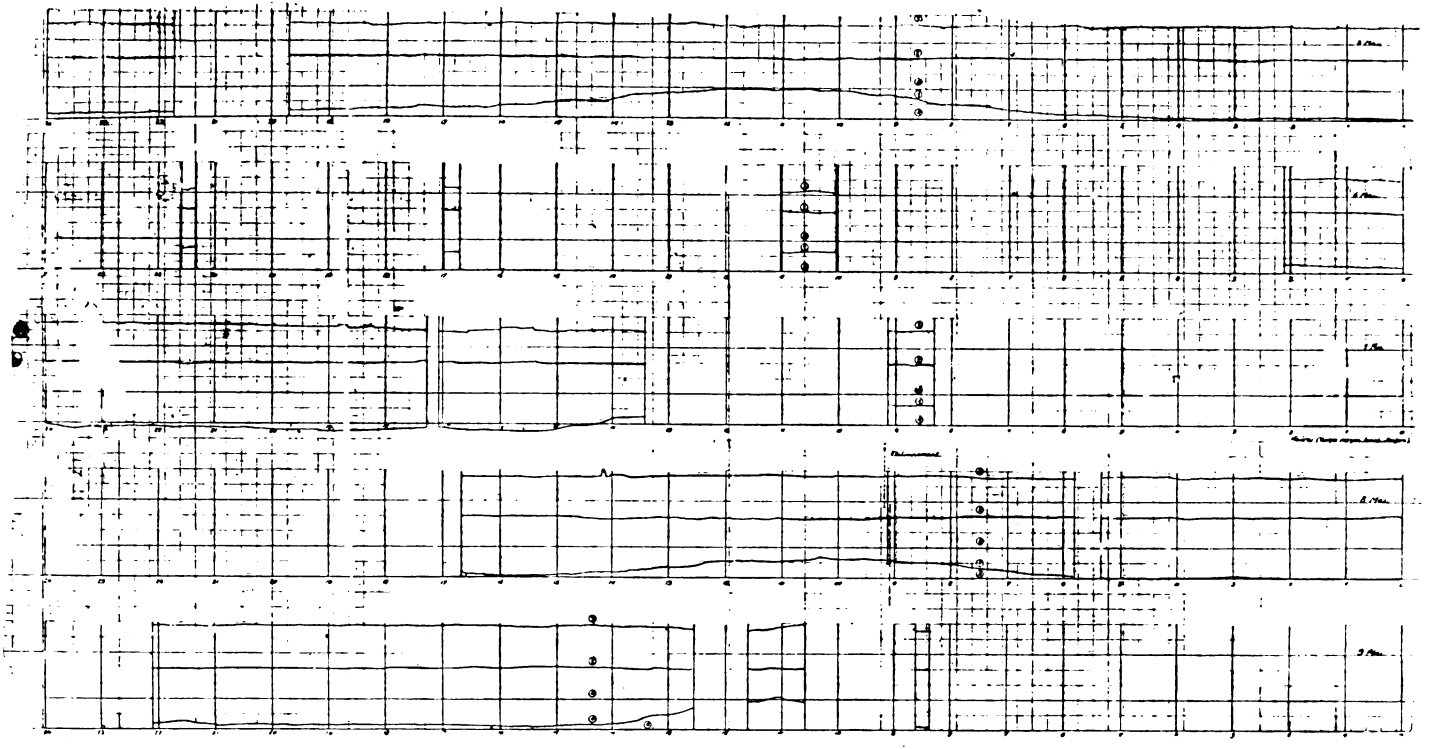


Fig. 17. — Relevé de l'enregistrement photographique des variations :
1° de la composante horizontale du champ magnétique terrestre ; 2° de la déclinaison ; 3° du champ électrique de l'atmosphère.

A spot fixe
1 spot mobile } Composante horizontale du champ magnétique.

B spot fixe
2 spot mobile } Déclinaison.
3 spot mobile. Champ électrique.

Le champ magnétique et de la déclinaison augmente quand le spot s'éloigne de l'aire des temps.
Le champ électrique augmente quand le spot se rapproche de l'axe des temps.

Digitized by Google

2° *Champ électrique*.

Le fonctionnement de l'électromètre dont nous disposions a beaucoup souffert de la très grande humidité tropicale qui a considérablement diminué sa sensibilité.

L'étalonnage de cet appareil ne peut, en effet, nous renseigner sur la valeur des variations du champ électrique.

En effet, cet étalonnement a été fait avec des piles de forte capacité qui conservaient leur tension malgré un léger débit à travers les isolants défectueux. Il n'en était plus de même quand il s'agissait d'électricité atmosphérique et nous pouvons admettre que la courbe nous indique qualitativement, mais non quantitativement les variations du champ électrique de l'atmosphère.

Les enregistrements des variations sont par cela même très amortis et l'influence de l'éclipse n'est pas nette.

Néanmoins l'examen de toutes les courbes nous indique des variations très importantes du champ électrique au cours des diverses journées.

* * *

Avant de terminer, nous sommes heureux d'adresser nos plus vifs remerciements à tous ceux dont la collaboration nous fut précieuse :

M. le Capitaine de Corvette Talon, M. le Commandant Villatte du Service géographique de l'Indo-Chine et son secrétaire, le sergent Enoux.

M. le Commandant Gallin, chef du Service radiotélégraphique de l'Indo-Chine, ses ingénieurs MM. Courtois, Mirville, Astoing et Lallung Bonnaire et M. Boyer, chef de poste de Poulo Condore.

M. le Capitaine de Vaisseau Bonnelli, commandant la marine à Saïgon ainsi que ses officiers, les Commandants Tingry et Lambert et tout particulièrement, l'Enseigne de Vaisseau Le Cloarec dont le dévouement inlassable nous ont grandement facilité notre tâche.

Enfin MM. David et Decaux, ingénieurs au Laboratoire National de Radioélectricité et M. Gaudillat, assistant, qui nous aidèrent à préparer notre mission.

J.-B. Galle.

Digitized by Google

DISPOSITIF DE TÉLÉCOMMANDE PAR ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES TRÈS COURTES (1)

par P. BESSON

Ingénieur des Ponts et Chaussées

SOMMAIRE. — Le dispositif décrit ci-dessous permet de commander à distance un canon à acétylène installé sur une tourelle isolée en mer, et signalant cette tourelle aux navigateurs, grâce à des explosions se répétant toutes les 30 secondes par temps de brume.

L'indication des résultats obtenus au cours d'essais effectués à Paris d'abord, dans l'île d'Oléron ensuite, est suivie de la description des appareils définitifs qui servent actuellement à commander le canon de brume de la tourelle en mer d'Antioche à partir du phare de Chassiron.

L'article se termine par la description d'un dispositif qui, au moyen d'une légère modification des appareils récepteurs, permet de réaliser une protection absolue contre les parasites et les brouillages.

I. — *Généralités.*

La commande à distance d'un signal lumineux ou sonore est un problème qui se pose fréquemment dans les Services de phares. Ces signaux sont, en effet, très souvent placés sur des tourelles construites sur des rochers isolés en mer, et dont les dimensions restreintes ne permettent généralement pas de prévoir de logements pour des gardiens. La suppression de ces derniers permet d'ailleurs de réaliser une économie d'exploitation notable, et il est naturel de chercher, dans ces conditions, à utiliser, chaque fois que cela est possible, des appareils fonctionnant tout à fait automatiquement ou commandés à distance.

Les appareils de signalisation rassemblés sur une tourelle en mer doivent comprendre, à la fois, un signal lumineux s'allumant le soir et s'éteignant le matin, et un signal sonore destiné à donner des indications, par temps de brume. La commande automatique du signal lumineux n'offre en général pas de difficulté. Elle peut être réalisée, par exemple, au moyen d'une horloge astronomique installée sur la tourelle et qui allume un feu à gaz le soir et l'éteint le matin, une veilleuse restant en service pendant la journée. Elle peut être aussi obtenue au moyen d'une valve solaire utilisant la différence de dilatation de deux lames bimétalliques, l'une noircie

(1) Communication faite à la S.A.T.S F. le 30 avril 1930.

Digitized by Google

et exposée à la lumière du jour, l'autre protégée sous un couvercle argenté.

Par contre, la réalisation et la commande du signal sonore présentent certaines difficultés. Il n'est guère possible d'installer sur une tourelle isolée et non gardée un des signaux sonores habituellement employés (trompette, sirène, diaphone, etc...) qui exigent soit un générateur d'électricité puissant, soit des compresseurs d'air mus par moteurs thermiques. Les seuls dispositifs auxquels on puisse avoir recours sont des cloches de brume actionnées par la détente d'un gaz, dont la portée est relativement faible, et des canons à acétylène, de portée beaucoup plus grande, et qui peuvent fonctionner très longtemps grâce à une réserve d'acétylène en bouteilles.

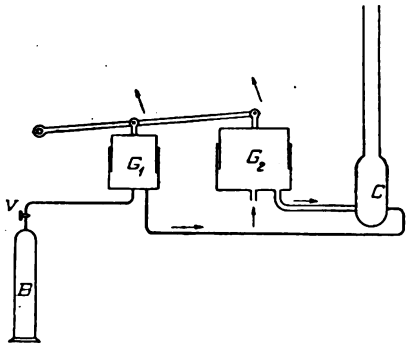


Fig. 1.

Le fonctionnement de ces canons est schématiquement le suivant (figure 1) : la valve V étant ouverte, l'acétylène contenue dans la bouteille B, traverse un détendeur et un épurateur non représentés, et remplit un gazomètre G_1 dont la cloche se soulève lentement en entraînant celle d'un second gazomètre G_2 qui se remplit d'air. Lorsque les cloches arrivent à bout de course, des soupapes s'ouvrent et les gaz sont expulsés vers la culasse du canon C où ils se mélangent. A ce moment, un bâton de ferro-cérium est frappé par un marteau et produit l'explosion. Le cycle des opérations se répète ainsi automatiquement tant que la valve V reste ouverte, produisant une explosion toutes les 30 secondes. La valve V est constituée par un pointeau fixé au noyau plongeur d'un électro-aimant qui peut être alimenté par une batterie d'accumulateurs de 12 volts. Pour mettre le canon en marche à distance, il suffit de produire la fermeture du circuit de la batterie, et, pour arrêter le canon, il suffit de produire l'ouverture de ce circuit.

Digitized by Google

Cette commande peut être obtenue par de nombreux procédés : câble sous-marin, en général coûteux et parfois rapidement hors de service, rayons infra-rouges — exigeant, pour de grandes distances une puissance d'émission assez élevée — ondes électromagnétiques. Cette dernière solution, qui permet d'actionner un appareil même à grande distance avec une puissance relativement faible à l'émission, est la plus générale, et paraît devoir donner, dans tous les cas, de bons résultats.

II. — *Cas de la tourelle d'Antioche et type de commande adopté*

La tourelle d'Antioche, haute de 25 mètres, est située à 2 kilomètres 500 environ de la Pointe Nord-Ouest de l'Ile d'Oléron, où se trouve le phare de Chassiron qui s'élève à 43 mètres au-dessus

Fig. 2. — Carte de la région de La Rochelle.

du sol et à 50 mètres au-dessus des hautes mers (fig. 2). Cette tourelle (fig. 3) comporte un feu à gaz actionné automatiquement par une horloge astronomique, et un canon à acétylène. Ce dernier était autrefois mis en marche et arrêté par un hygromètre à cheveux qui fonctionnait lorsque le degré hygrométrique de l'air atteignait une certaine valeur, ce qui ne correspondait pas forcément à la production de la brume. Le faisceau de cheveux se re-

Digitized by Google

couvrait d'ailleurs rapidement d'une couche de sel et devenait alors apte à recueillir les moindres traces d'humidité de l'atmosphère, ce qui produisait un fonctionnement continu du canon, vidant les bouteilles d'acétylène.

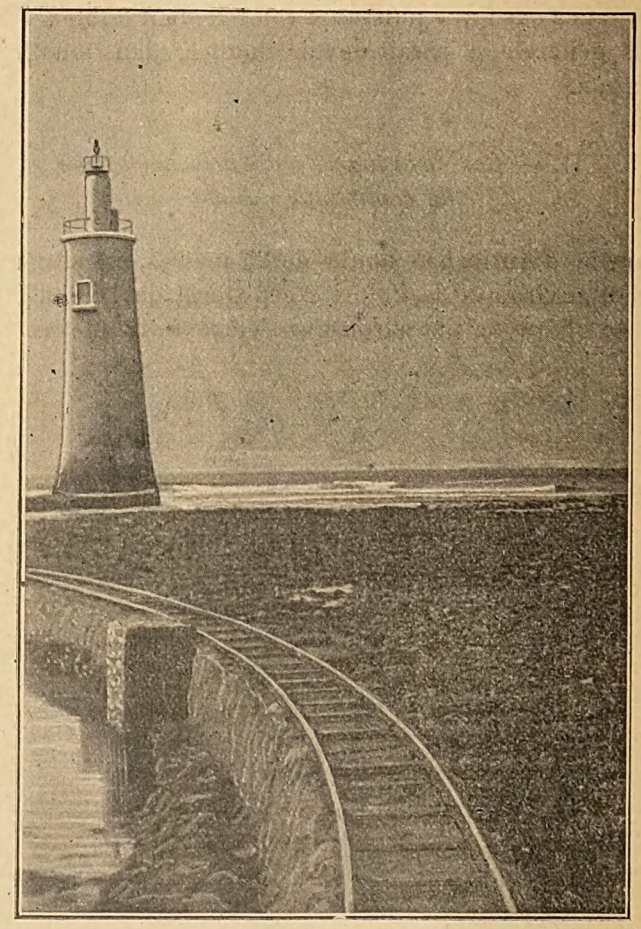


Fig. 3. — Tourelle d'Antioche à mer basse.
La voie Decauville sert au transport des bouteilles d'acétylène, du point où l'on peut accoster le banc de gravier à la tourelle.

Dans ces conditions, le Service des phares décida de remplacer cette commande automatique par un système de mise en marche à distance par ondes électromagnétiques, établi au phare de Chassiron et conçu de façon à être à l'abri des brouillages et des parasites atmosphériques. Etant donné les conditions d'utilisation du dispo-

Digitized by Google

sitif récepteur, les longues périodes pendant lesquelles il ne pourrait être réglé à nouveau, et l'humidité des locaux dans lesquels il devait être installé, il était nécessaire que le système adopté fût aussi simple que possible. Cette condition de simplicité fit écarter les dispositifs utilisant des ondes de longueurs normales, avec lesquelles on aurait sans doute été conduit à employer, soit une double modulation, soit un ensemble de relais différés n'actionnant l'appareil à commander qu'après la réception de signaux Morse de rythme bien défini.

On chercha à éviter les brouillages en utilisant des ondes très courtes qu'aucun poste de télégraphie sans fil commercial n'émet actuellement, dont la portée ne paraît pas devoir être très grande au ras du sol ou de la mer et qui ne sont presque pas affectées par des parasites.

Des essais effectués, il semble résulter que les ondes de 3 à 5 mètres de longueur (100.000 à 60.000 kilocycles par seconde), répondent à ces conditions.

Il était d'ailleurs intéressant d'étudier ces ondes très courtes qui peuvent également permettre de réaliser des communications radiotéléphoniques entre phares peu éloignés, avec une très faible puissance d'émission.

III. — *Essais effectués à Paris en 1927 et 1928.*

Les essais poursuivis à Paris au Dépôt des Phares, au cours des

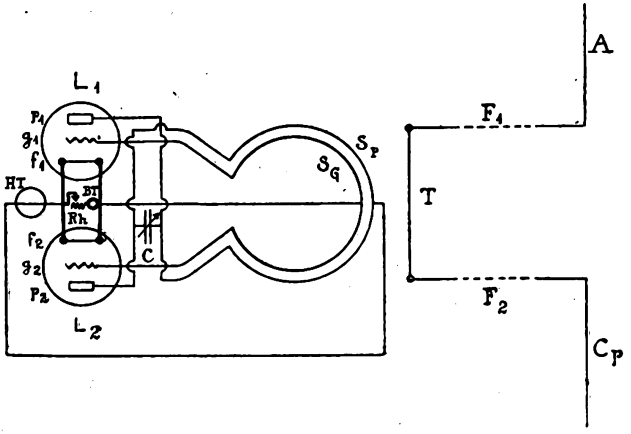


Fig. 4. — Schéma de principe du poste émetteur.

années 1927 et 1928, ont permis de mettre au point un émetteur couvrant la gamme de 3 à 5 mètres, et plusieurs récepteurs, ainsi

Digitized by Google

que divers types d'ondemètres étalonnés sur fils de Lecher. Le poste émetteur, dont le schéma est représenté figure 4, est du type à montage symétrique, utilisant deux lampes E_4 dont les plaques sont alimentées directement par un transformateur haute tension élevant à 1.800 volts la tension de 110 volts, à 600 périodes par seconde, fournie par un petit alternateur. Une dynamo, entraînée, comme l'alternateur, par un moteur monophasé à collecteur alimenté par le secteur de distribution électrique, assure le chauffage des filaments. La gamme d'ondes couverte s'étend de 3 à 5 mètres.

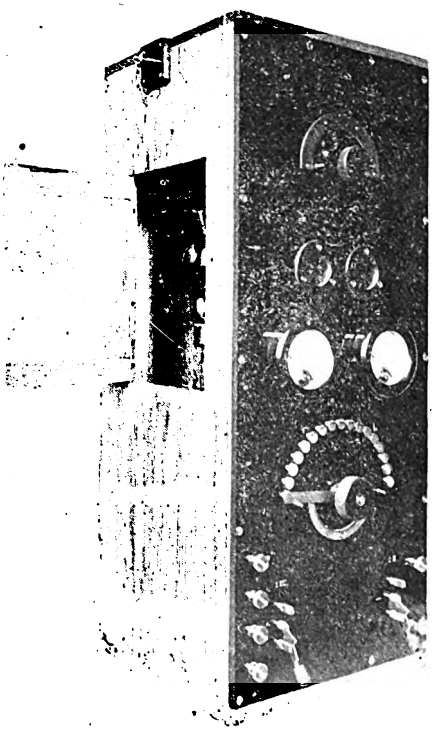


Fig. 5. — Poste émetteur $\lambda = 3$ à 5 mètres.

La figure 5 représente ce poste émetteur, sur la face avant duquel on aperçoit le condensateur de réglage, les appareils de mesure et le rhéostat de chauffage.

Les essais ont également porté sur le type d'antenne à adopter. On avait envisagé tout d'abord l'utilisation d'une antenne en grecque, installée à quelque distance du phare de Chassiron. Le petit émetteur et son groupe convertisseur auraient été disposés dans une cabane, au milieu de l'antenne. Etant donné la présence de haies assez élevées

Digitized by Google

au voisinage du phare, il a paru préférable d'utiliser simplement une petite antenne constituée par deux fils de un mètre, placée sur le couronnement du phare et beaucoup plus dégagée que ne l'aurait été l'antenne en grecque. C'est ce dispositif qui a été adopté en définitive.

IV. — *Essais effectués dans l'île d'Oléron (Juillet 1928).*

Le but de ces essais était l'étude de la propagation des ondes de 4 mètres et la détermination du récepteur et du nombre d'étages amplificateurs de basse fréquence, nécessaires pour actionner sûrement un relais placé sur la tourelle d'Antioche, ouvrant et fermant le circuit de la valve d'admission de l'acétylène au canon.

Installation provisoire. — L'émetteur précédemment décrit était installé sur le couronnement du phare, à 50 mètres au-dessus de la

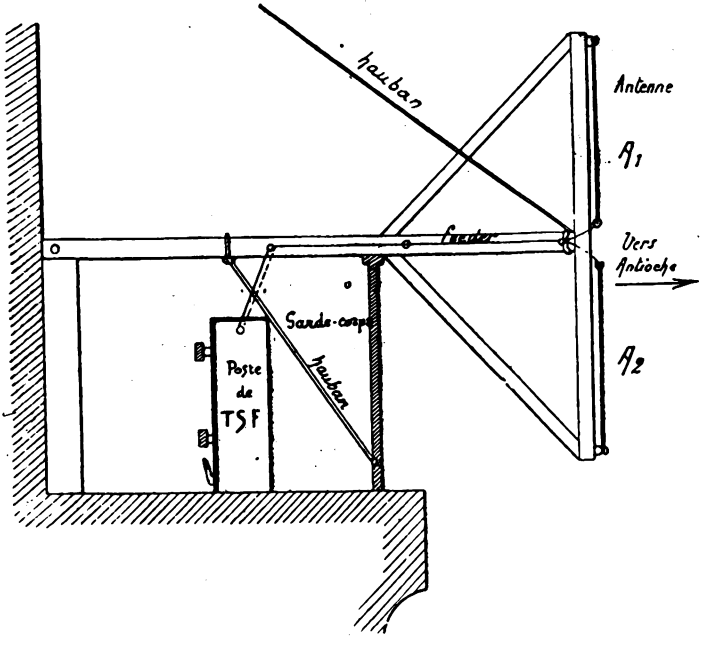


Fig. 6. — Disposition du poste émetteur et de l'antenne d'essais sur le couronnement du phare de Chassiron.

mer. L'antenne était constituée par deux fils de un mètre placés sur un support en bois, et alimentés par feeders (fig. 6 et 7). L'antenne était ainsi placée à un mètre en avant du garde-corps métallique du

Digitized by Google

phare, non isolé à sa partie inférieure et qui formait plus ou moins réflecteur dans la direction de la tourelle d'Antioche.

Les récepteurs utilisés étaient :

1° Un récepteur à réaction ordinaire, comprenant deux lampes autodynes à montage symétrique, qu'on pouvait placer au voisinage du point d'accrochage par réglage d'un petit circuit absorbant, fai-

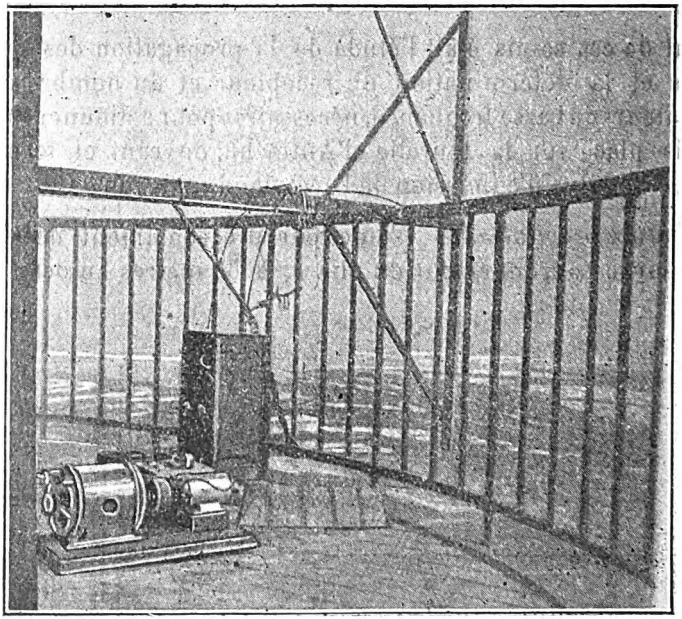


Fig. 7. — Le poste émetteur d'essais installé sur le couronnement du phare de Chassiron. On aperçoit le poste lui-même, l'antenne supportée par des madriers et le groupe convertisseur.

blement couplé aux bobines de self, un nombre variable d'étages basse fréquence, et, enfin, une lampe détectrice de basse fréquence par polarisation de grille.

2° Un récepteur à super-réaction utilisant une seule lampe détrice, une lampe hétérodyne, et des lampes amplificatrices et détectrice de basse fréquence.

3° Un récepteur à super-réaction utilisant deux lampes détectrices à montage symétrique, une lampe hétérodyne et une lampe amplificatrice basse fréquence (1). Cet appareil pouvait être suivi d'un

(1) Ce récepteur nous avait été aimablement prêté par M. Mesny, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.

Digitized by Google

amplificateur-détecteur basse fréquence à nombre d'étages variable.

Dès les premiers essais, on obtint une excellente réception en divers points de l'île, à des distances du phare supérieures à celle de la tourelle d'Antioche, à la seule condition que, du récepteur, on puisse voir l'émetteur. Les obstacles interposés produisaient un affaiblissement notable des ondes. L'effet du réflecteur constitué par le garde corps du phare était assez net, la réception s'affaiblissant dans les directions inclinées par rapport à ce réflecteur.

Les deux récepteurs à super-réaction se montrèrent très supérieurs au poste à réaction ordinaire. A des distances où les signaux étaient à la limite d'audibilité au casque sur ce dernier récepteur, ils étaient reçus en fort haut-parleur sur les postes à super-réaction. Parmi ces derniers, le poste à montage symétrique se montra supérieur à l'autre par sa plus grande facilité d'accrochage et sa propriété de descendre à des longueurs d'onde plus basses, pour un même diamètre des bobines de self-induction.

Le récepteur fut ensuite transporté sur la tourelle d'Antioche, et

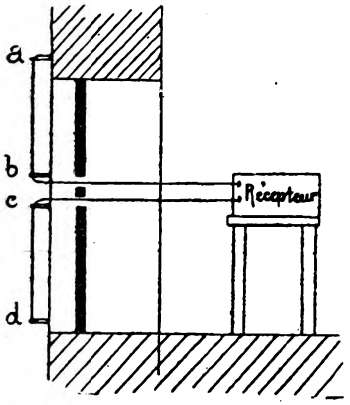


Fig. 8. — Disposition du poste récepteur et de son antenne.

divers types d'antenne furent essayés. On reconnut indispensable d'utiliser une antenne extérieure, les maçonneries de la tour produisant une absorption complète des ondes. Le dispositif finalement adopté, analogue à celui du poste émetteur, est constitué par deux fils de un mètre de longueur placés l'un au-dessus de l'autre, à l'extérieur du phare et contre la maçonnerie, et reliés au récepteur par des feeders (fig. 8). Au début, les feeders étaient accordés tant à l'émission qu'à la réception. On constata par la suite que ce n'était indispensable ni dans un cas ni dans l'autre.

Digitized by Google

Bien que les essais aient été faits pendant l'été, et au moment où de violents parasites se manifestaient sur les ondes longues, aucun parasite ne fut jamais perçu sur la longueur d'onde de 4 mètres. De même, il ne se produisit aucun brouillage par les postes à ondes amorties des bateaux ou des stations côtières voisines. La stabilité du réglage des appareils pendant une longue période de fonctionnement fut également étudiée. On constata que le réglage du poste à super-réaction se maintenait bien, à condition de revoir de temps en temps le réglage des rhéostats de chauffage. Par contre, la longueur d'onde du poste émetteur variait légèrement suivant les lampes utilisées et la tension du secteur au moment de l'émission.

V. — *Appareils définitifs.*

Les résultats des essais ayant été satisfaisants, des appareils définitifs ont été alors construits et expérimentés à Paris, puis installés à Chassiron et à Antioche au mois d'octobre 1929.

1° *Poste émetteur.* — Le poste est constitué par l'appareil même ayant servi aux essais. L'antenne d'émission est fixée à un châssis métallique, au-dessous du couronnement du phare. Trois fils, placés à un mètre derrière cette antenne forment réflecteur dans la direction d'Antioche.

2° *Poste réceoteur.* — C'est un poste à super-réaction type O.C.2 du Service des Phares, comprenant deux lampes détectrices à mon-

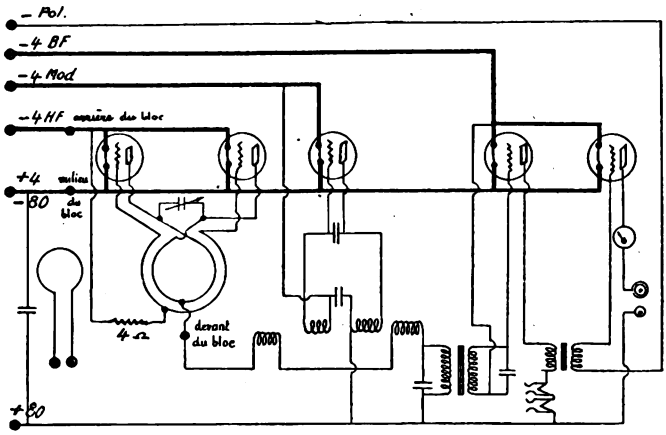


Fig. 9. — Schéma du poste récepteur type O C.2.

tage symétrique, une lampe hétérodyne fonctionnant sur 5.000 mètres de longueur d'onde, afin d'éviter d'actionner le relais par le

Digitized by Google

courant alternatif produit par cette lampe, si la fréquence de ce courant était musicale, une lampe amplificatrice de basse fréquence et une lampe détectrice de basse fréquence par polarisation de grille. Le schéma de ce poste est représenté figure 9.

Dans le circuit plaque de la dernière lampe se trouve le bobinage d'un relais Dubois actionnant lui-même un relais secondaire plus puissant dont le contact ferme à son tour le circuit d'un télérupteur Soulat. A chaque émission de courant reçue par ce télérupteur, une roue à rochet avance d'une dent, produisant alternativement la fermeture et l'ouverture d'un tube à mercure intercalé sur le circuit de la valve d'admission d'acétylène. Ainsi, à la réception d'un premier signal, cette valve s'ouvre et le canon entre en fonctionnement, produisant automatiquement des explosions, toutes les 30 secondes, jusqu'à ce qu'une seconde émission vienne provoquer la fermeture de la valve.

Afin de réduire la consommation de courant, les lampes du récepteur sont allumées seulement pendant 7 secondes toutes les 5 minutes, par une réceptrice entraînée par une horloge électrique et produisant le basculement de tubes à mercure. L'allumage et l'extinction des filaments se produisent d'ailleurs en deux temps, afin d'augmenter la durée des lampes.

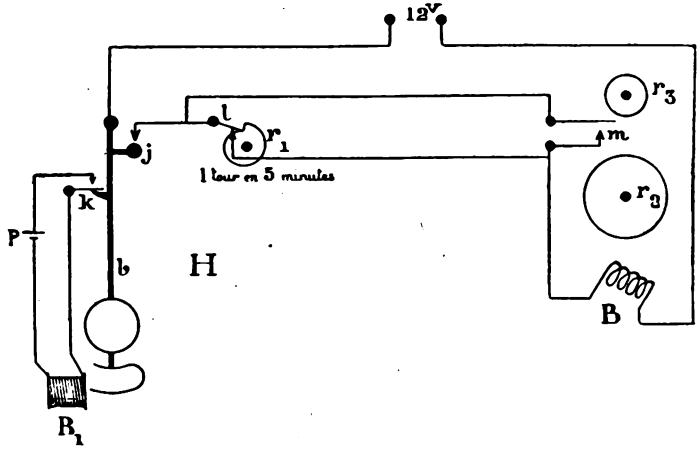


Fig. 10. — Schéma de l'horloge et de sa réceptrice.

La figure 10 représente le montage de l'horloge et de sa réceptrice. Cette dernière, normalement arrêtée, démarre 14 secondes avant la minute où doit se produire l'allumage des lampes, grâce à la fermeture, pendant quelques instants, d'un contact *l* de l'horloge H. Ce

Digitized by Google

contact est ensuite court-circuité par un autre contact *m* fermé par la réceptrice B, et qui ne s'ouvre que 45 secondes après l'instant de l'allumage des lampes, produisant alors l'arrêt de la réceptrice.

La longueur d'onde d'émission n'étant pas absolument stable, il est indispensable, pour produire la commande à distance, de faire osciller pendant un certain temps le condensateur du poste d'émission de part et d'autre de sa position moyenne, afin de passer sur le réglage du récepteur pendant que les lampes de celui-ci sont allumées. Il faut alors éviter de produire deux actions successives sur le poste récepteur, la seconde venant annihiler la première.

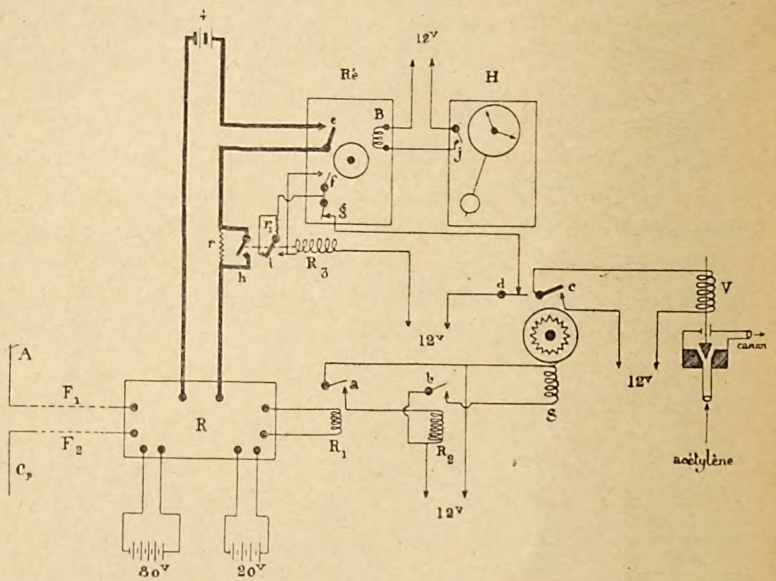


Fig. 11. — Schéma de principe de l'ensemble récepteur.

On a adopté dans ce but le dispositif représenté sur la figure 11, où R est le récepteur, A et C*p* l'antenne et le contrepoids, R_1 le relais Dubois, R_2 le relais secondaire, S le télérupteur Soulat, V la valve d'admission de l'acétylène, H l'horloge électrique et Ré sa réceptrice.

a) A la seconde 1, le tube à mercure *e* se ferme et produit le premier temps d'allumage des lampes, la résistance *r* restant intercalée sur le circuit de l'accumulateur de chauffage.

b) A la seconde 2, le tube à mercure *f* se ferme, alimentant le relais d'allumage R_3, dont un contact *h* court-circuite la résistance *r*, produisant le deuxième temps d'allumage, et dont l'autre contact *i*

Digitized by Google

court-circuite le tube *f*, et introduit dans le circuit du relais une résistance r_1, réduisant le courant absorbé.

c) A la seconde 3, le tube à mercure *f* s'ouvre, sans produire d'action, puisqu'il est court-circuité par le contact *i*.

Les lampes sont alors en régime normal et le poste peut recevoir des signaux. Si un premier signal arrive, il produit la fermeture des relais R_1 et R_2 et fait avancer d'une dent la roue à rochet du télérupteur S, fermant le circuit de la valve V. En même temps, un contact auxiliaire *d* du télérupteur S s'ouvre pendant un instant très court, produisant l'ouverture du relais R_3. Le courant de chauffage des lampes est alors réduit par insertion de la résistance *r*, et le poste est incapable de recevoir un second signal venant détruire l'effet du premier.

Ainsi, le récepteur ne peut recevoir qu'un signal, au plus, toutes les 5 minutes.

L'extinction des lampes se produit ensuite de la façon suivante :

a) A la seconde 9, le tube à mercure *g*, normalement fermé, s'ouvre, produisant l'ouverture du relais R_3, si ce relais n'a pas déjà été ouvert par l'arrivée d'un signal (premier temps d'extinction).

b) A la seconde 10, ce tube se referme sans produire d'action (le circuit du bobinage de R_3 étant alors coupé par *f* et par *i*).

c) A la seconde 11, le tube à mercure *e* s'ouvre, produisant l'extinction complète des lampes.

Le relais Dubois R_1 peut être réglé pour fermer son contact lorsqu'un courant de 0,2 milliampère parcourt son bobinage. Afin d'obtenir une grand stabilité de fonctionnement, on l'a réglée pour que cette fermeture se produise seulement pour un courant compris entre 0,5 et 1 milliampère. Les signaux émis à Chassiron, font naître normalement dans le circuit plaque de la lampe détectrice de basse fréquence du récepteur d'Antioche, un courant de 3,5 milliampères, ce qui assure une grande marge de sécurité.

Outre les appareils déjà décrits, le récepteur comprend des appareils de mesures (voltmètre, milliampèremètres), des condensateurs et des résistances montés en série et shuntant les divers contacts des relais, des rhéostats de réglage du récepteur, deux batteries d'accupiles de 4 volts, assurant le chauffage des filaments des lampes, une batterie d'accumulateurs de 80 volts, 5 ampères heure, fournissant la tension-plaque aux lampes du récepteur, une batterie de 20 volts à prises variables, pour la polarisation des grilles des lampes. Pour éviter autant que possible l'action néfaste de l'humidité, l'ensemble est renfermé dans une armoire à doubles parois, le

Digitized by Google

compartiment des accumulateurs étant entièrement séparé du compartiment des appareils. L'intervalle entre les deux parois peut renfermer des tubes de verre remplis de matières desséchantes.

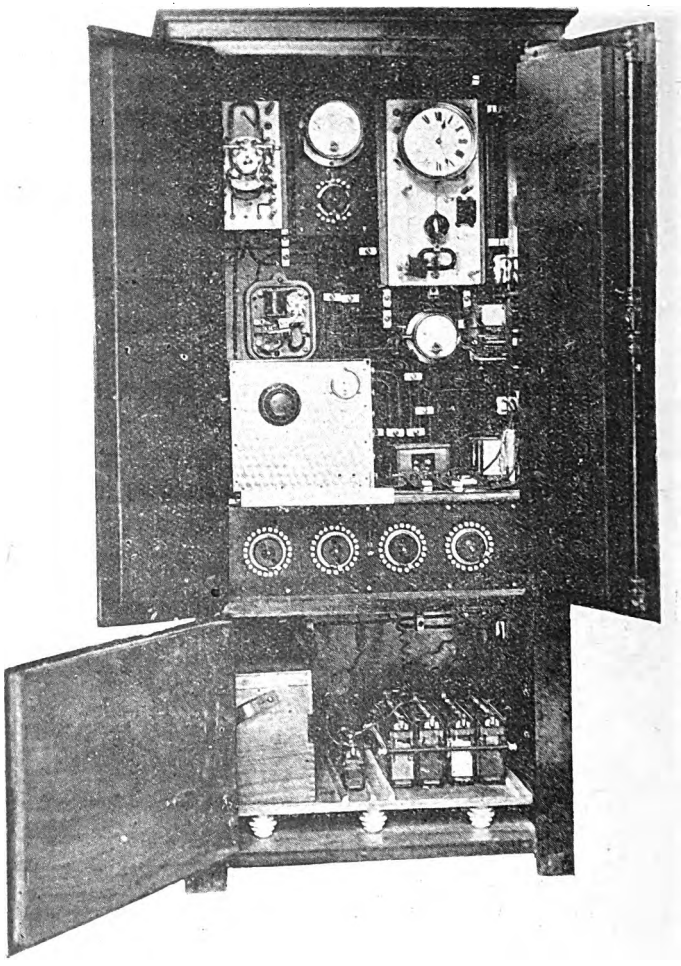


Fig. 12. — Cabine réceptrice (appareils ouverts).

Une batterie d'accumulateurs de 12 volts, au fer-nickel, placée à l'extérieur de l'armoire, alimente les divers relais, la réceptrice de l'horloge, et la valve du canon. L'horloge elle-même est actionnée par une petite pile à tension constante, contenue dans son boîtier.

Les photographies 12 et 13 représentent l'ensemble de la cabine réceptrice, avec le compartiment étanche des accumulateurs, à la

Digitized by Google

partie inférieure, la série des rhéostats de réglage, au centre, et, dans le compartiment supérieur, les divers appareils précédemment décrits.

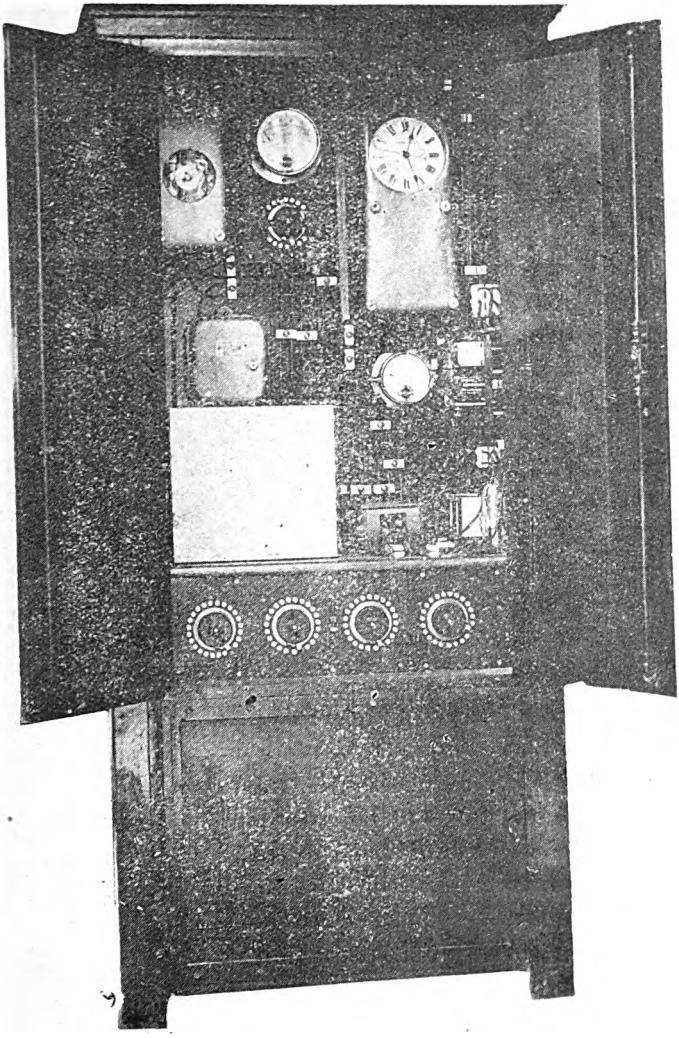


Fig. 13. — Cabine réceptrice (appareils fermés).

VI. — *Système antiparasite*.

Comme l'ont montré les essais effectués, les ondes de 4 mètres paraissent en général exemptes de parasites. Néanmoins, il peut arriver, dans le cas de certaines tourelles doublées à faible distance

Digitized by Google

par les bateaux, que les postes d'émission de ceux-ci, surtout s'ils fonctionnent en ondes amorties et avec une assez grande puissance, actionnent le canon. On peut alors envisager l'installation d'un dispositif différent de celui précédemment décrit, qui, au prix d'une légère modification, assure une protection absolue contre tous les parasites.

On sait qu'un récepteur à super-réaction, convenablement réglé et recevant des ondes entretenues pures assez puissantes, est saturé par cette émission, et devient insensible aux signaux modulés. Ce phénomène a été signalé par MM. Mesny et David qui l'ont appliqué, en particulier, à des postes de T. S. F. anti-brouillages, utilisés par la Marine française.

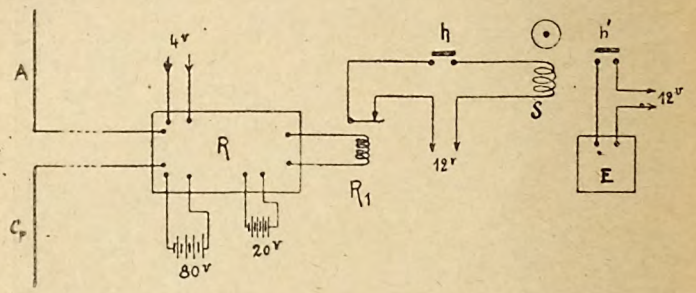


Fig. 14. — Schéma de principe du système antiparasite.

Considérons alors un dispositif de réception analogue au précédent, mais dans lequel le relais Dubois serait remplacé par un relais R_1 à ouverture (ouvrant son contact quand son bobinage est parcouru par un courant) (fig. 14). Plaçons à côté du récepteur un petit émetteur E de très faible puissance, à ondes amorties, produisant sur ce récepteur un brouillage intense, entrant en action un peu avant l'allumage des lampes, grâce à la fermeture du tube à mercure h', commandé par la réceptrice de l'horloge, et s'arrêtant un peu après leur extinction. En série avec la coupure du relais R_1, intercalons un contact h, normalement ouvert, fermé par l'horloge quelques secondes après l'allumage des lampes et s'ouvrant quelques secondes avant leur extinction.

Lorsque les lampes du poste récepteur s'allument, le brouilleur local est en fonctionnement. Le relais R_1 est actionné aussitôt par ce brouilleur et ouvre son contact. Quand le contact h de l'horloge, intercalé en série avec le contact de R_1, se ferme, le télérupteur S n'est pas actionné, et il ne se produit rien. Si, alors, un

Digitized by Google

poste émetteur à ondes pures assez puissantes pour saturer le récepteur vient à fonctionner, il rend le récepteur insensible au brouillage local, provoque la fermeture du contact du relais R_1, et actionne le canon. En temps habituel, les parasites ou les brouillages de toutes sortes ne font qu'ajouter leur action à celle du brouilleur local et sont, par conséquent, incapables de mettre en marche le canon.

En résumé, un brouillage continu étant produit en temps normal, par un petit émetteur à ondes modulées disposé au voisinage du récepteur, la mise en marche du canon est causée par l'absence de brouillage due à la réception des ondes pures qui saturent le récepteur et le rendent momentanément insensible à ce brouillage continu.

Le petit émetteur à ondes modulées ou amorties doit être convenablement blindé, et son action sur le récepteur soigneusement dosée. Cet émetteur peut être constitué par un simple buzzer, mais on peut craindre alors une instabilité de fonctionnement. On peut utiliser, avec avantage, un petit émetteur à ondes amorties possédant un minuscule éclateur tournant, entraîné par un micromoteur, ou un émetteur à lampe triode de réception, qui pourra d'ailleurs ne comporter qu'une seule lampe. Enfin, on peut trouver certain réglage du poste récepteur où le bruit de chute d'eau caractéristique de la super-réaction, se produit avec une puissance suffisante pour provoquer l'ouverture du contact du relais R_1. Dans ces conditions, le poste brouilleur séparé devient inutile.

VII. — *Conclusions.*

Les appareils actuellement en service à Chassiron et à Antioche fonctionnant de façon satisfaisante, il est probable que d'autres dispositifs analogues seront installés en divers points des côtes de France, en Bretagne notamment.

Un canon de brume placé sur la tourelle Men-Corn serait commandé à partir du phare du Stiff, dans l'île d'Ouessant, à une distance de 2.600 mètres. D'autres canons, placés sur les tourelles du Chat, de Lavander et de An-Namouic, seraient commandés à partir du phare de Sein, distant respectivement de 4.500, 2.300 et 6.200 mètres, le dernier canon pouvant également être commandé à partir du phare en mer d'Armen, distant de 3.500 mètres.

P. Besson.

Digitized by Google

LES DERNIERS PROGRÈS RÉALISÉS DANS LA CONSTRUCTION DES CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES (1)

par Mme ROY-POCHON

SOMMAIRE. — Dans cet article, l'auteur examine, du point de vue technique, la question des cellules photoélectriques, ce terme étant réservé aux cellules à émission électronique.

L'article débute par un rappel sommaire des notions fondamentales : phénomènes utilisés, description schématique d'une cellule, fonctionnement, avantages. Puis, chaque élément constitutif d'une cellule est examiné en détail avec les différentes variantes d'exécution. Une partie importante de l'exposé est consacrée à l'élément essentiel qui est la cathode et à ses divers modes de préparation. Ensuite, il est question de l'anode, du remplissage gazeux et du verre de l'ampoule.

Il est fait mention pour terminer, des conclusions qu'on peut tirer d'une étude mathématique du circuit d'une cellule.

Introduction.

Notre but est de montrer où en est, du point de vue technique, la question des cellules photoélectriques. Nous limiterons donc les considérations théoriques au minimum nécessaire à expliquer les résultats obtenus par les constructeurs et à justifier l'orientation des recherches en cours. Nous exclurons également tout historique et restreindrons notre exposé à l'état actuel de la question.

Bien que la plupart de nos auditeurs connaissent déjà les cellules photoélectriques, nous rappellerons très sommairement les notions fondamentales.

Rappel des notions fondamentales.

Les cellules photoélectriques utilisent la propriété qu'ont les métaux, et plus particulièrement les métaux alcalins, *d'émettre des électrons sous l'action de la lumière.* Ce sont des transformateurs, de très faible puissance et à très mauvais rendement, d'énergie lumineuse en énergie électrique.

Une cellule photoélectrique consiste en une ampoule de verre ou de quartz, à vide très poussé ou à gaz noble sous faible pression, contenant deux électrodes : une cathode et une anode.

(1) Communication faite à la S.A.T.S.F., le 30 avril 1930.

Digitized by Google

La *cathode* est constituée par une surface métallique formée le plus souvent par dépôt d'une couche mince d'un métal alcalin, soit sur une partie de la paroi intérieure de l'ampoule, soit sur tout autre support approprié. Nous verrons plus loin quels sont les métaux utilisables dans une cellule photoélectrique.

L'anode, en un métal dont la nature n'importe pas, est formée d'un treillis, d'un fil ou d'une surface pleine dont la forme et les dimensions dépendent de celles de l'ampoule et de la disposition relative des électrodes.

Chaque électrode est reliée, par un fil traversant l'ampoule de façon parfaitement étanche à une borne ou à une broche permettant de la connecter au circuit extérieur. Celui-ci, comprend essentiellement une résistance élevée (100.000 ohms à 100 mégohms suivant les cas) et une pile ou batterie d'accumulateurs de 100 à 200 volts créant entre les électrodes un champ accélérateur des électrons émis à la cathode.

Dans l'obscurité complète une cellule photoélectrique présente une résistance pratiquement infinie ; il n'y a donc pas, dans une bonne cellule, de courant d'obscurité. Exposée à une lumière, même très faible, la cathode émet des électrons qui sont accélérés par le champ entre électrodes et captés par l'anode. Ce déplacement d'électrons fait varier le potentiel de chaque électrode et crée un courant dans tout le circuit. *Ce courant « photoélectrique »*, qui présente la précieuse propriété d'être *proportionnel au flux lumineux incident* est, en général, très faible et ne dépasse guère quelques microampères dans les conditions normales de fonctionnement et dans les applications courantes. La valeur du courant photoélectrique et l'allure de sa caractéristique en fonction du potentiel accélérateur, sont très différentes suivant que la cellule est à vide ou à gaz.

Dans une *cellule à vide*, le courant croît avec le potentiel accélérateur jusqu'à ce que ce dernier ait atteint une valeur telle que la cellule soit *saturée*, c'est-à-dire que son courant devienne indépendant du potentiel et ne dépende plus que du flux lumineux incident.

Dans une *cellule à gaz*, le courant croît constamment lorsqu'on élève le potentiel et d'autant plus rapidement que celui-ci est plus élevé. En outre, à partir d'un certain potentiel, la cellule « *s'illumine* », c'est-à dire qu'elle devient le siège d'une décharge lumineuse correspondant à un courant relativement intense, mais inutilisable parce qu'à peu près indépendant du flux lumineux.

Digitized by Google

La figure 1 représente l'allure générale de ces différentes caractéristiques. La courbe *a* qui se rapporte à une cellule à vide, montre que celle-ci est saturée à partir de 150 volts, dans les conditions d'essai. (Les valeurs du potentiel et du courant de saturation croissent avec la valeur du flux lumineux incident. Elles dépendent en outre de la répartition spectrale de la lumière). La courbe *b* relative à une cellule à gaz et relevée dans les mêmes conditions de lumière que la courbe *a* montre que la décharge lumi-

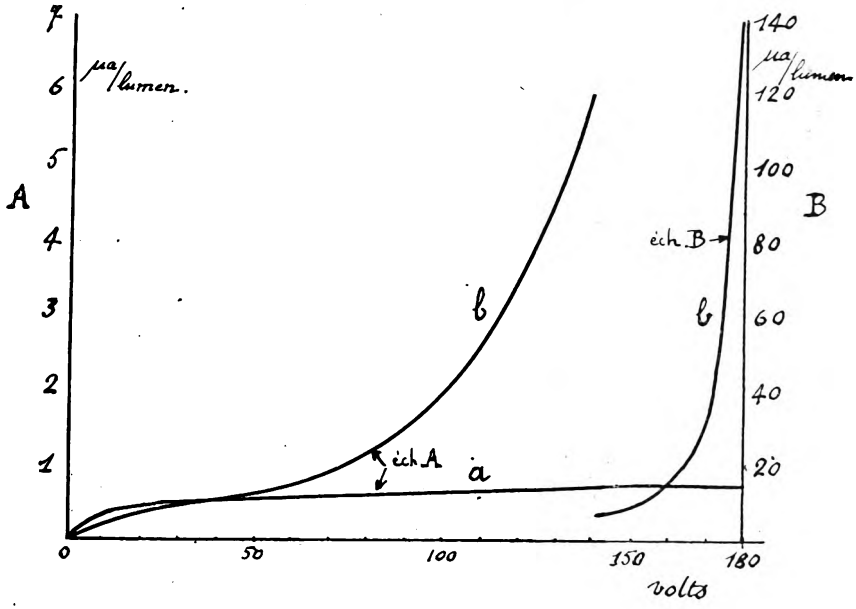


Fig. 1.

neuse s'établit, dans la cellule envisagée, vers 180 volts. (Le potentiel d'illumination est d'autant plus élevé que le flux lumineux est plus faible).

Les cellules photoélectriques du type que nous venons de décrire sommairement ne sont pas les seuls appareils sensibles à la lumière, c'est-à-dire capables de transformer des variations de lumière en variations de courant. Mais c'est à cette seule catégorie d'appareils que nous entendons limiter notre exposé et, comme il est d'usage, réserver le terme de « cellules photoélectriques ». Nous croyons utile de préciser que les cellules au sélénium ou celles au thallium n'entrent pas dans notre catégorie ; ce sont des cellules « photoconductrices », c'est-à-dire caractérisées par la varia-

Digitized by Google

tion (diminution) de résistance d'un corps solide sous l'action de la lumière.

Les cellules photoélectriques (au sens restreint du terme), présentent deux grands *avantages* sur les autres cellules ; elles *n'ont aucune inertie*, le courant photoélectrique obéissant instantanément aux variations de lumière, même lorsque ces dernières se font à des fréquences supérieures aux fréquences audibles. Cet avantage fait que les cellules photoélectriques peuvent seules être utilisées en télévision et en phototélégraphie où l'exploration de l'image se fait en un temps très court et correspond donc à des variations lumineuses à fréquence élevée. Ces cellules sont également très avantageuses pour la reproduction des films sonores et d'une façon générale, chaque fois qu'il s'agit de suivre un phénomène très rapidement variable.

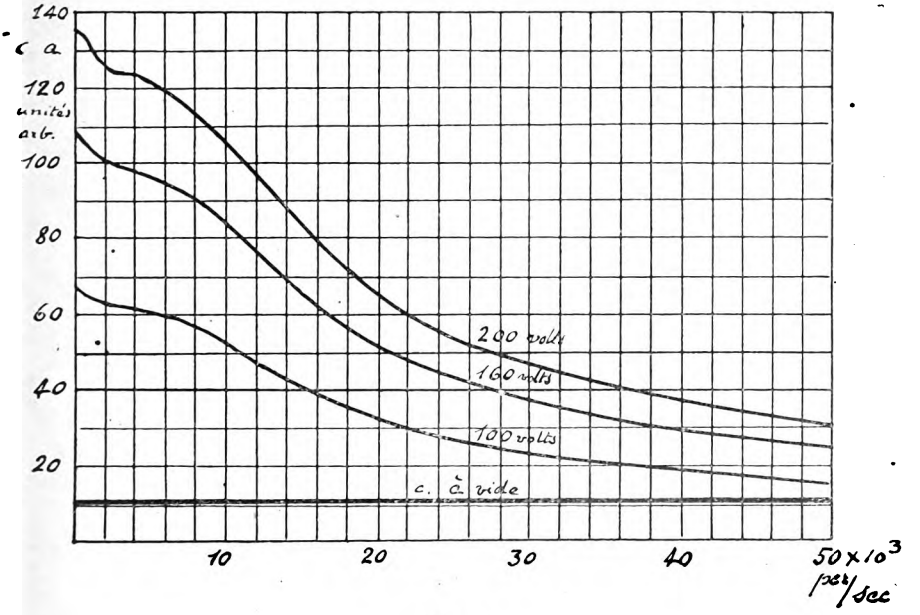


Fig. 2.

Au sujet de l'absence d'inertie, il y a lieu de faire une distinction entre les cellules à vide et celles à gaz. Si l'émission d'électrons à la cathode (c'est-à-dire le courant photoélectrique d'une cellule à vide répond instantanément aux variations de lumière, même au delà de 100.000 per/sec, il n'en est pas de même de l'ionisation par choc, utilisée dans les cellules à gaz pour l'amplification du courant pho-

Digitized by Google

toélectrique proprement dit. On constate que plus la fréquence est élevée, plus cette amplification diminue.

Metcalf (Général Electric C°) a fait récemment des mesures intéressantes à ce sujet. Nous reproduisons fig. 2 les courbes qu'il a obtenues respectivement pour des cellules à vide et à gaz, recevant un flux lumineux modulé à 100 %, à des fréquences variant de 0 à 50.000 per/sec. On voit sur ce graphique que, pour une cellule à vide, la « sensibilité dynamique », comme dit Metcalf, c'est-à-dire la valeur relative du courant alternatif recueilli, est indépendante de la fréquence. Par contre, celle d'une cellule à gaz diminue de plus en plus, lorsque la fréquence croît et tend asymptotiquement vers celle d'une cellule à vide. A 50.000 per/sec, la sensibilité d'une cellule à gaz n'est plus guère que le double de celle d'une cellule à vide.

Un autre avantage des cellules photoélectriques est *la proportionnalité du courant au flux lumineux*. Cette propriété, avantageuse dans toutes les applications, est primordiale en photométrie.

Nous allons maintenant reprendre successivement chacun des éléments constitutifs d'une cellule photoélectrique et examiner leurs différentes variantes d'exécution.

La cathode.

L'élément essentiel est la cathode ou surface émettrice. Théoriquement, toute surface solide, métallique ou non, cède des électrons sous l'action de la lumière (visible ou invisible). Toutes choses égales d'ailleurs, l'émission *normale* croît avec la fréquence du rayonnement incident, passe par un maximum situé au delà de l'ultra-violet, probablement dans la zone des rayons de Schumann, puis décroît dans la zone des rayons Röntgen. Cet effet photoélectrique normal est en général beaucoup trop faible en lumière visible pour être utilisé dans une cellule photoélectrique. Seuls sont utilisables dans une cellule devant être sensible à la lumière visible, les métaux (alcalins et éventuellement alcalino-terreux) présentant « *l'effet sélectif* » qui est, en quelque sorte, une monstruosité de l'effet normal. Cette anomalie consiste en un accroissement considérable de l'émission dans le spectre visible, avec *maximum* assez aigu *pour une longueur d'onde donnée, variable avec le métal considéré et l'état de sa surface*. L'allure du phénomène, qui rappelle celle d'une courbe de résonance, est donnée par la figure 3.

Digitized by Google

La valeur de l'effet sélectif dépend en outre du *mode d'incidence de la lumière*. L'effet est nul si la lumière tombe normalement sur une surface optiquement plane ou si la lumière, tombant obliquement, est polarisée de telle sorte que le vecteur électrique se trouve dans le plan de la cathode ; *pour que l'effet sélectif se produise, il est*

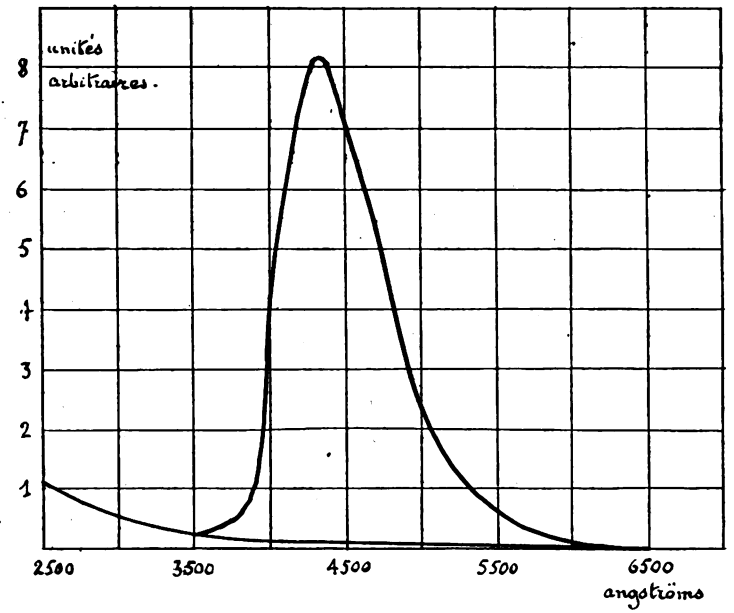


Fig. 3.

indispensable que le vecteur électrique ait une composante normale à la surface ; cette condition est toujours réalisée dans les cellules courantes dont la surface cathodique n'est jamais optiquement plane, mais au contraire, rendue suffisamment rugueuse pour que tous les angles d'incidence soient réalisés.

Il semble, jusqu'à maintenant, *que l'effet sélectif se manifeste exclusivement avec les métaux alcalins et alcalino-terreux.* Les premiers ont leur maximum de sélectivité (donc de sensibilité) dans le spectre visible, les seconds, dans l'ultra-violet. On comprend donc pourquoi les métaux alcalins sont presque exclusivement utilisés pour former la cathode des cellules sensibles à la lumière visible. Le métal alcalin le plus usité est le potassium qui présente un maximum de sensibilité très élevé vers 4 400 angströms, c'est-à-dire dans le bleu. Sa sensibilité à la lumière blanche dépasse de beaucoup celle des autres métaux alcalins. Le caesium jouit d'une grande

Digitized by Google

vogue aux Etats-Unis; mais les résultats obtenus par les constructeurs américains ne semblent pas correspondre aux espoirs que l'on avait fondés sur l'emploi de ce métal. Il présente l'avantage d'une courbe de sélectivité se rapprochant de celle de l'œil et possède une assez bonne sensibilité à la lumière rouge. Nous verrons plus loin que ces avantages peuvent être obtenus, sans recourir à l'emploi de ce métal coûteux et de préparation délicate, par l'emploi du potassium convenablement sensibilisé. On prépare également des cathodes photoélectriques au rubidium et au sodium, ce dernier métal convenant spécialement à l'ultra-violet. Les cellules au lithium n'existent pratiquement pas, vu leur grande difficulté de préparation.

On a coutume d'attribuer à chaque métal une courbe de sélecti-

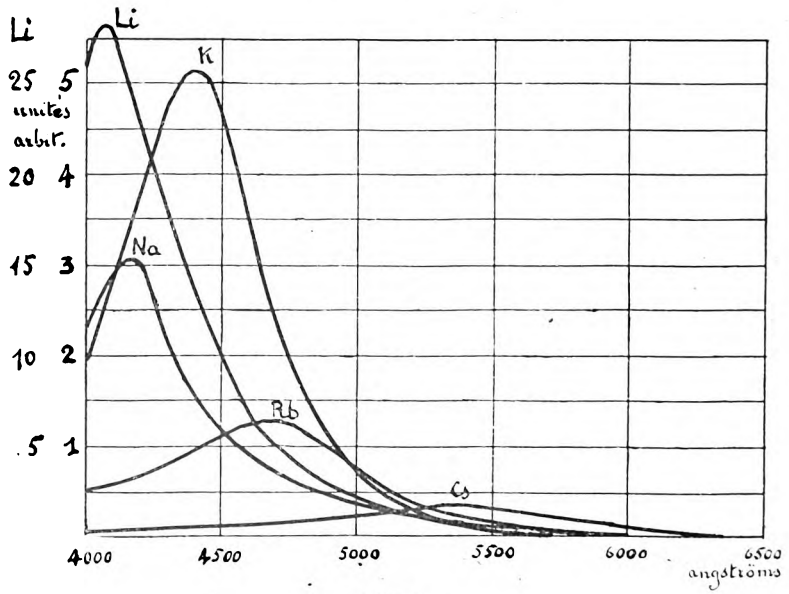


Fig. 4

vité déterminée avec maximum situé : pour le lithium, vers 4 050A, le sodium, 4 190A, le potassium, 4 400A, le rubidium 4 730A, le caesium, 5 390A. Ces courbes (représentées fig. 4 pour le spectre visible), ont en outre un second maximum, moins marqué, dans l'ultra-violet.

Mais la nature du métal n'est pas le seul facteur déterminant la valeur de l'effet sélectif et sa répartition spectrale. *L'état de la surface émettrice* influe dans une large mesure. Cette expression

Digitized by Google

« état de la surface » manque de précision et sert surtout à masquer notre ignorance des conditions exactes déterminant l'effet sélectif. Nous pouvons cependant préciser ceci. La sélectivité dépend :

1° de l'état de pureté de la couche métallique superficielle et de l'existence ou non de couches gazeuses adhérentes ou absorbées ;

2° de l'épaisseur de la couche de métal sensible ;

3° de la nature du support de ce métal.

L'influence des couches gazeuses adhérentes a été prouvée de façon indiscutable. En 1913 déjà, Pohl et Pringsheim ont étudié l'action de différents gaz (oxygène, hydrogène, vapeur d'eau), sur la répartition spectrale et la valeur de l'effet photoélectrique sélectif d'une surface de potassium.

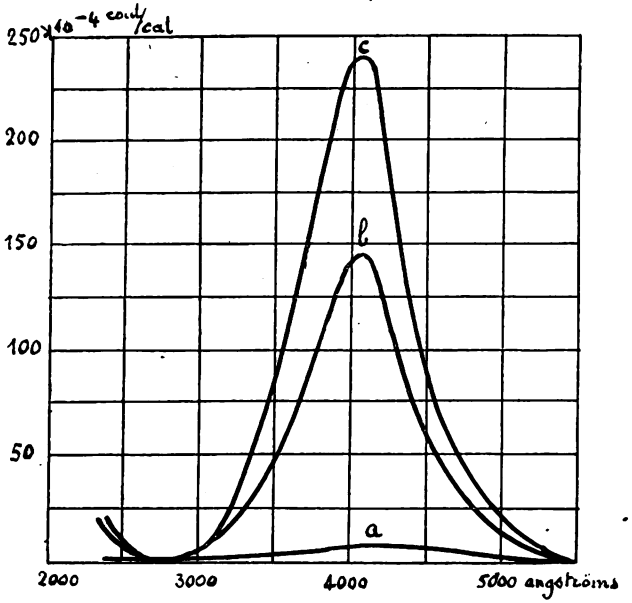


Fig. 5.

Les résultats qu'ils ont obtenus avec l'oxygène sont illustrés par la figure 5. La courbe *a* se rapporte au potassium pur ; les courbes *b* et *c* à des surfaces de potassium très légèrement oxydées. Ces résultats montrent *que le potassium parfaitement pur, débarrassé de toute trace d'oxygène, ne présente plus d'effet sélectif.*

D'autres savants ont étudié la question. C'est ainsi que Millikan est arrivé à une conclusion analogue : la cause de la sélectivité doit être attribuée à l'action des gaz résiduels.

Si l'influence des gaz (couches adhérentes ou gaz absorbés) est

Digitized by Google

chose admise, les avis diffèrent sur l'importance qu'il faut lui attribuer. Bien des auteurs ne croient pas que l'action des gaz soit la cause exclusive de la sélectivité. D'autres, au contraire, y voient non seulement la cause de la sélectivité, mais aussi celle de l'effet normal lui-même. Il est, en tout cas, certain que l'effet normal est modifié par action des gaz : l'élimination des couches gazeuses qui adhèrent normalement à la surface d'un métal pur, tel que le platine, a pour effet de déplacer le seuil photoélectrique (c'est-à-dire la plus grande longueur d'onde produisant encore l'effet photoélectrique) vers les grandes longueurs d'ondes et d'accroître, d'une façon générale, la sensibilité. Par contre, l'élimination des gaz adsorbés produit l'effet inverse.

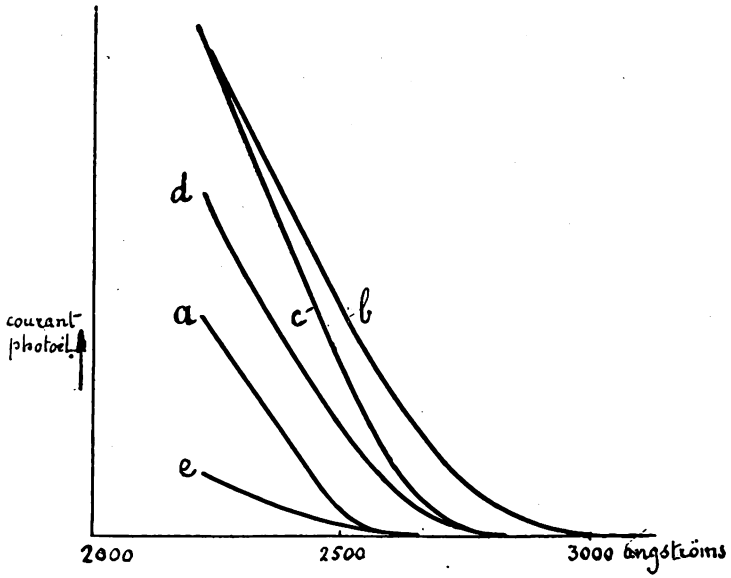


Fig. 6.

La figure 6 montre les résultats obtenus par Suhrmann. La courbe *a* est relative à une cathode de platine non dégazée. Les autres courbes à la même cathode dégazée par chauffage à incandescence dans un vide très poussé et pendant un temps plus ou moins long. La courbe *b* a été relevée après chauffage de 10 secondes, la courbe *c* après 60 secondes, la courbe *d* après 4 000 secondes, la courbe *e*, après 8 000 secondes.

En gros, nous pouvons dire que l'action des gaz se manifeste souvent par un déplacement du seuil photoélectrique et presque

Digitized by Google

toujours *par un accroissement marqué de la sélectivité* (donc de la sensibilité). C'est à peu près tout ce qu'on sait. Tous les gaz ont-ils la même influence? Cette question n'est pas résolue. Les recherches ont porté surtout sur l'action de *l'oxygène*, de *l'hydrogène* et *de la vapeur d'eau*.

Dernièrement, Olpin (Bell téléphone laboratories) a obtenu des résultats intéressants en contaminant des surfaces de métaux alcalins par de très faibles quantités de *vapeurs de soufre, d'eau, de benzène et de colorants organiques*. La présence de ces couches de diélectriques a pour effet de déplacer le maximum de sélectivité vers les grandes longueurs d'onde et, par voie de conséquence, d'accroître fortement la sensibilité au rouge et à l'infra-rouge. Le nouveau maximum du sodium se trouve entre 5000 et 5500 A, celui du potassium entre 6 000 et 6 500 A.

L'azote ne paraît pas avoir d'influence marquée sur l'effet photo-électrique.

La quantité de gaz adhérent ou absorbé importe également. Il en faut peu. Trop de gaz détruit la sensibilité. D'après certains auteurs, *l'effet maximum serait obtenu, lorsque la couche de gaz n'a que quelques atomes d'épaisseur.*

Ceci nous amène à parler du *procédé classique de sensibilisation des cellules au potassium*. Ce procédé est le suivant : La couche de potassium étant formée par l'un ou l'autre des procédés que nous examinerons plus loin, on fait dans la cellule un vide aussi parfait que possible. Puis on introduit de l'hydrogène sous une pression de quelques millimètres de mercure. On fait passer entre les électrodes une décharge plus ou moins prolongée. On constate que la sensibilité croît jusqu'à un maximum ; la décharge est arrêtée au moment où ce maximum est atteint. La cellule est ensuite complètement vidée. (Avant de la sceller, on introduit un gaz inerte sous une pression de l'ordre du dixième de millimètre, si l'on désire avoir une cellule à gaz). L'effet de ce traitement est un déplacement du maximum vers les grandes longueurs d'onde et un accroissement considérable de sa valeur (environ dans le rapport de 5 à 1). Il est donc analogue à celui que produisent les couches gazeuses adhérentes. Cette analogie permet de supposer que la sensibilisation est due, partiellement du moins, à la formation de couches d'hydrogène. D'autres explications ont été données : formation d'hydrure de potassium, formation de potassium colloïdal ; ces hypothèses n'ont pas été vérifiées. A l'action des gaz s'ajoute probablement l'augmentation de l'absorption de lumière due à la modification

Digitized by Google

optique de la couche qui d'argentée devient bleue ou violette.

La Société « Rhône-Poulenc » a mis au point dernièrement des *cellules à grande sensibilité à la lumière rouge* basées sur les propriétés des couches gazeuses. Ces cellules sont préparées à partir de métaux très purs systématiquement contaminés par certaines vapeurs. Les résultats sont illustrés par la figure 7.

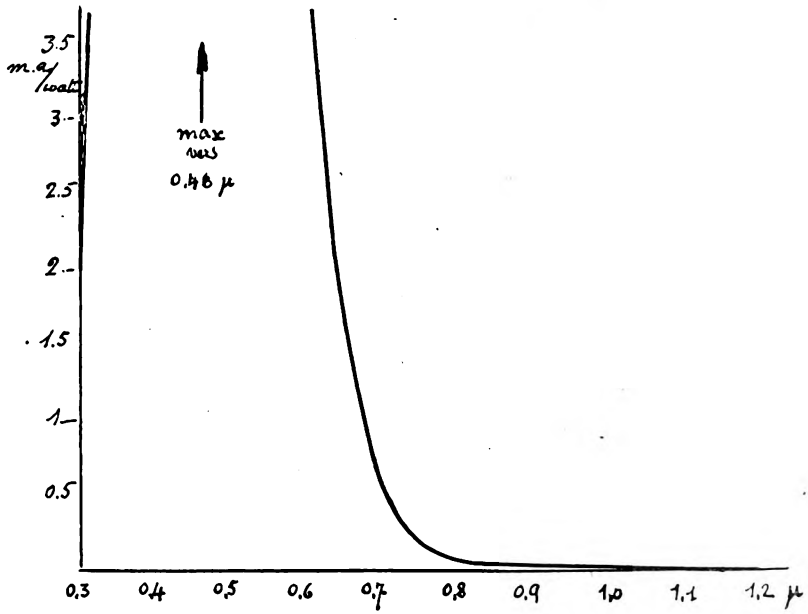


Fig. 7.

Il est incontestable que l'effet heureux des gaz résiduels sur la sensibilité des cellules facilite leur préparation et dispense de débarrasser complètement les cathodes des gaz adhérents, opération pour ainsi dire impossible à faire industriellement. Mais c'est aussi un inconvénient en ce sens qu'il est impossible d'obtenir deux cellules rigoureusement semblables. Ainsi, dans des cellules au potassium préparées dans des conditions apparemment identiques, la valeur du maximum de sensibilité peut varier presque du simple au double et sa position de 4300 à 4400 A.

Au sujet de l'influence de l'épaisseur de la couche de métal alcalin et de la nature du support, nous rappellerons brièvement les travaux du professeur Campbell.

D'après Campbell, les *couches minces* (invisibles) *possèdent une émission caractéristique tout à fait différente de celle d'une couche*

Digitized by Google

épaisse de même métal. L'émission est alors *déterminée par la matière sous-jacente* aussi bien que par le gaz déposé sur cette matière ou sur la couche mince. En général, le métal alcalin en couche mince semble avoir un *seuil déplacé vers les grandes longueurs d'onde* et quelquefois *un second maximum* pour une longueur d'onde plus grande que celle qui correspond au maximum normal. Les figures 8

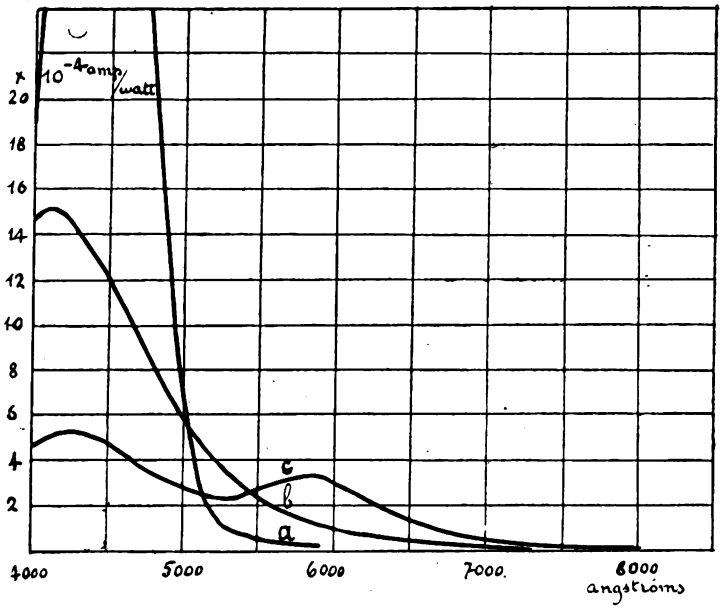


Fig. 8.

et 9 montrent les résultats obtenus par Campbell. Sur la figure 8, la courbe *a* est relative à une couche épaisse de potassium sensibilisée par la méthode courante. La courbe *b* se rapporte à une couche mince de potassium sur argent non oxydé et la courbe *c* à une couche mince de potassium sur cuivre oxydé. On voit que le dépôt de potassium sur argent non systématiquement oxydé a pour effet de déplacer le seuil vers le rouge et de réduire beaucoup la sensibilité aux plus courtes longueurs d'ondes, surtout au bleu. Si ce dépôt est fait sur cuivre oxydé, la perte de sensibilité au bleu est encore plus marquée, le seuil est déplacé jusqu'à la limite du spectre visible et il apparaît un second maximum vers 5 900 A.

Sur la figure 9, la courbe *a* est relative au caesium en couche épaisse, les courbes *b* et *c* au caesium en couche mince sur argent oxydé par deux méthodes différentes. Ces trois courbes diffèrent

Digitized by Google

totalement les unes des autres. Alors que le caesium en couche épaisse est relativement peu sélectif et présente un maximum peu marqué vers 5 390 A., la couche mince sur argent oxydé correspondant à *b* ne présente plus de maximum dans le spectre visible (le maximum est probablement reporté dans l'ultra-violet) ; suivant *c*, au contraire, le maximum est reporté dans le rouge. Les états *b* et *c* diffèrent par le traitement de l'argent avant le dépôt de caesium et

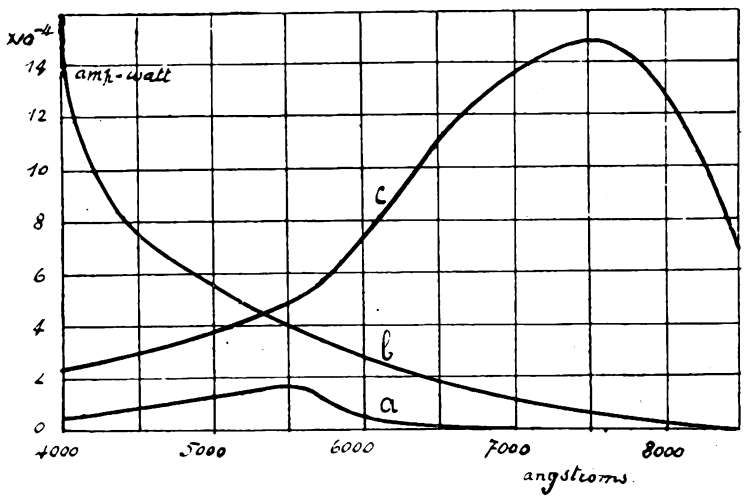


Fig. 9.

par le traitement du caesium après formation de la couche mince. Dans les deux cas la sensibilité du caesium à la lumière blanche est fortement accrue. On ne sait pas à quoi attribuer ces différences. Ces résultats sont remarquables. Malheureusement, ils sont très difficiles à reproduire et ne paraissent pas durables dans les cellules à gaz.

Ives et Olpin (Bell telephone Laboratories) ont obtenu des résultats comparables à ceux de Campbell avec des *couches minces de lithium.*

L'étude des couches minces a commencé il y a à peine deux ans. Les faits observés ainsi que leur interprétation sont encore mal définis, mais on peut espérer que les recherches en cours aboutiront à une nouvelle méthode de préparation des cellules photoélectriques permettant d'accroître leur sensibilité.

On voit donc comment s'orientent les recherches tendant à réaliser des cellules plus sensibles et mieux appropriées aux différentes

Digitized by Google

applications. D'une part, on étudie systématiquement l'influence des gaz et l'on recherche des traitements convenables de la surface métallique. D'autre part, on étudie les couches minces et l'influence de la matière leur servant de support. Nous pensons que c'est dans ces deux voies (qui d'ailleurs se rencontrent en bien des points), que l'on a le plus de chances de réussir.

Avant de clore le chapitre relatif à la cathode, nous dirons quelques mots des différentes manières dont on dépose le métal alcalin dans une cellule.

Suivant la méthode classique, méthode de laboratoire, le métal alcalin est introduit dans la cellule à l'état de vapeur, après une ou plusieurs *distillations* dans le vide. Le dépôt sur toute la paroi intérieure de l'ampoule est évité par chauffage des parties qui doivent rester intactes et par refroidissement du support de la cathode.

Cette méthode ne se prêtant pas à la fabrication en grande série on a cherché à adopter à la préparation des cathodes photoélectriques les *méthodes de préparation des filaments de lampes de T. S. F.* Le principe en est le suivant ; introduction directement dans l'ampoule d'un sel du métal alcalin à obtenir ; décomposition de ce sel par la chaleur (chauffage par haute fréquence ou étuvage) ; élimination des gaz produits. Cette méthode est particulièrement indiquée pour l'introduction du caesium dont l'affinité pour l'oxygène empêche toute manipulation à l'air.

Une autre méthode, très usitée pour le caesium consiste à introduire *dans un petit appendice de la cellule un sel de caesium* (par exemple du chlorure), ainsi que du calcium ; on chauffe ; le calcium déplace le caesium qui, ainsi libéré, se répand en vapeur dans la cellule et se dépose sur les parties froides de celle-ci.

Une autre difficulté se présente avec le caesium ; ce métal est très volatil et a un point de fusion très bas : 26°,5. Déposé à la température ordinaire sur la paroi interne de l'ampoule, il reste liquide. Pour obtenir des cathodes de caesium à surface solide, on a été obligé de rechercher *des supports susceptibles de retenir à leur surface une pellicule de caesium ne fondant* pas, même très au delà du point de fusion du caesium. *Les métaux oxydés*, entre autres l'argent, remplissent cette condition. Un autre genre de support a été adopté par la Société Westinghouse. Ce dépôt de caesium est fait sur une *couche fraîchement distillée de magnésium*. Les cellules ainsi obtenues sont caractérisées par un maximum de sélectivité vers 4850 Å, un courant de saturation (cellule vide) de 2 microampères par lumen en atmosphère gazeuse, dans des conditions nor-

Digitized by Google

males de fonctionnement. Une sensibilité aussi forte, sinon meilleure, peut être obtenue avec les bonnes cellules modernes au potassium.

Une méthode bien différente de formation des couches de potassium ou de sodium consiste à faire le dépôt par « *électrolyse* » *du verre*. Cette méthode a été indiquée par Burt en 1925. La Société Tungsram l'utilise pour préparer des cellules au sodium et la Société Westinghouse l'a adaptée à la fabrication de cellules au potassium. Voici brièvement en quoi elle consiste. On plonge dans un sel fondu du métal alcalin à déposer, une ampoule en un verre ne contenant pas d'autre métal alcalin. A l'intérieur de l'ampoule se trouve un filament pouvant être chauffé. Une tension d'une centaine de volts est appliquée entre ce filament (pôle négatif) et le sel fondu (pôle positif). Le filament est chauffé par une source de courant auxiliaire et émet des électrons. Les ions positifs alcalins du sel pénètrent dans le verre et déplacent un nombre équivalent d'ions de même métal initialement renfermés dans le verre. Ces derniers atteignent la paroi intérieure de l'ampoule, sont immédiatement neutralisés par les électrons issus du filament et les vapeurs métalliques ainsi produits vont se condenser sur les parties refroidies de l'ampoule.

Ces cellules sont, en général, de sensibilité médiocre, la couche obtenue étant miroitante et peu favorable à une bonne absorption de lumière.

L'anode.

La forme à donner à une cathode photoélectrique dépend de celle de l'anode, et ceci nous amène à parler de ce deuxième élément d'une cellule photoélectrique.

La nature du métal constituant l'anode n'importe théoriquement pas. La forme et la disposition des électrodes déterminent la valeur et la répartition du champ électrique. La répartition la plus avantageuse semble être le champ uniforme tel qu'il existe *entre deux surfaces planes parallèles*. La nécessité de ne pas intercepter la lumière tombant sur la cathode ne permet pas d'adopter une plaque pleine comme anode. On a cherché à se rapprocher le plus possible de cette forme idéale, soit en constituant l'anode par un *treillis métallique*, comme le fait la Général Electric Company, soit en la formant d'*un fil enroulé en spirale*, comme dans les cellules Rhône-Poulenc.

Digitized by Google

Les avantages de cette disposition sont les suivants : 1° la proportionnalité du courant au flux lumineux se vérifie exactement même dans les cellules à gaz utilisées au voisinage du potentiel d'illumination ; 2° la limite de courant utilisable avant illumination, est plus élevée qu'avec une autre disposition.

Un autre type de cellules, assez répandu, comporte une *cathode sphérique* ou *cylindrique* et une *anode* formée *d'un fil rectiligne*. L'idée qui a guidé dans le choix de cette forme de cathode est d'augmenter l'absorption de lumière par multiplication du nombre des réflexions sur la surface cathodique; en somme, de former la cellule le plus possible comme un corps noir. Le résultat n'est pas ce qu'on attendait.

Si cette disposition n'est pas particulièrement intéressante dans les conditions ordinaires de fonctionnement des cellules, elle présente néanmoins un avantage; celui de faciliter l'amorçage d'un phénomène connu sous le nom *d'illumination réversible* et utilisé, entre autres, dans les cellules Dunoyer. (Ces dernières cellules sont hémisphériques et ont une anode rectiligne placée près de la fenêtre plane de verre). Ce phénomène consiste en ceci; dans certaines conditions que nous allons préciser, une cellule photoélectrique peut, lorsque le potentiel accélérateur est peu inférieur à celui pour lequel s'établit la décharge disruptive, débiter des courants relativement intenses (environ 100 fois plus forts que dans les conditions normales) obéissant aux variations de lumière. Les conditions sont les suivantes :

1° une résistance extérieure comprise entre certaines limites (par exemple 500 000 à 1 mégohm) variables avec le type de cellule, la nature et la pression du gaz.

2° Un flux lumineux relativement intense.

3° Une pression de gaz plus réduite que dans les cellules courantes, ce qui conduit à utiliser un potentiel accélérateur élevé (environ 200 volts).

Dans cette zone de fonctionnement, intermédiaire entre la zone normale (décharge de Townsend) et la zone d'illumination proprement dite, le courant est intermittent et varie à une fréquence d'autant plus élevée qu'on se rapproche du potentiel de décharge disruptive. En réalité, la cellule est bien illuminée dans cette zone, mais l'énergie étant limitée par les constantes du circuit, entre autres par la grande résistance extérieure, la décharge ne peut être continue et se fait par intermittences. D'après Taylor, il s'agirait d'un type de « décharge en couronne » caractérisé par une auréole

Digitized by Google

lumineuse autour de l'anode et l'absence de lumière négative.

Au-dessous d'un certain flux lumineux, l'effet de couronne ne se produit plus. La cellule passe sans transition du fonctionnement normal à la décharge disruptive. Il est bien possible d'utiliser ce phénomène pour déceler de faibles variations de lumière, mais il faut que l'éclairement moyen de la cellule soit assez intense. Cette condition, ajoutée à l'intermittence du courant et à une certaine inertie qui se produit dans cette zone de fonctionnement, font que l'effet de couronne n'est guère utilisable dans le cas où l'éclairement est faible et rapidement variable, tel qu'en télévision ou en cinéma parlant. Par contre, cet effet est avantageux en signalisation, car il permet souvent de disposer de courants photoélectriques pouvant actionner directement un relais.

C'est dans ce but que la Société Rhône-Poulenc a créé le type de cellule EC-2 comportant dans le voisinage immédiat de l'anode, une troisième électrode portée à un potentiel tel qu'elle joue le rôle de seconde cathode, c'est-à-dire capte les ions positifs. Ce potentiel peut, par exemple, être celui de la cathode. Le maximum de courant produit par effet de couronne est à peu près le double de celui qui serait obtenu sans cette électrode auxiliaire.

La cause en est due, probablement, à la forte chute anodique provoquée par l'électrode auxiliaire, qui gêne l'établissement de la décharge disruptive.

Presque toutes les cellules peuvent produire de l'effet de couronne si les conditions énoncées plus haut sont remplies. Mais certaines dispositions telles que la cellule hémisphérique à anode rectiligne permettent d'étaler le phénomène sur une assez grande amplitude de potentiels (environ 20 volts).

Nous signalerons rapidement un autre type de cellule qui n'est guère employé pratiquement : *la cellule à cathode centrale* (petite plaque ou sphère) et anode extérieure, qui présente l'avantage, lorsqu'elle est à vide, d'être très vite saturée. La tension de saturation dépend d'ailleurs, dans ces cellules, de la longueur d'onde, sauf lorsque le champ est absolument radial.

Cellules à électrodes auxiliaires. — On peut aussi accroître la limite de courant utilisable dans une cellule à gaz en modifiant la répartition du champ suivant les trajectoires des électrons. Dans ce but, la Société Rhône-Poulenc a construit dernièrement des cellules comportant une ou plusieurs électrodes auxiliaires, dont le but va être précisé. Pour faciliter les explications, nous nous reporterons

Digitized by Google

à la figure 10 montrant une cellule Rhône-Poulene, type PA-2. Cette cellule comprend une cathode photoélectrique (couche de potassium sur le verre) et deux anneaux dont l'un est placé près du potassium et l'autre, au droit du premier anneau, à une distance de la cathode égale environ à trois fois celle du premier anneau. Celui-ci que nous

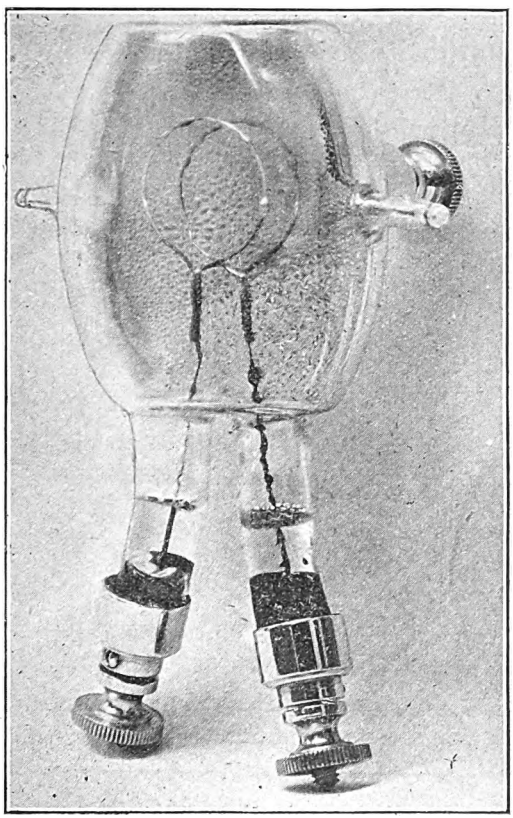


Fig. 10.

appellerons intérieur, sert d'anode auxiliaire. Il est porté à un potentiel positif assez élevé pour accélérer les électrons et accroître, de ce fait, le courant photoélectrique principal, mais néanmoins très inférieur au potentiel qui provoquerait l'illumination dans les mêmes conditions de fonctionnement. On monte dans le circuit de l'anneau intérieur une résistance plus ou moins élevée suivant que le courant photoélectrique est récolté à la sortie de la cathode ou à l'entrée de l'anode (dans le cas d'amplification par lampe, liaison grille-cathode ou grille anode). Dans le premier cas, schématisé figure 11, on choisit

Digitized by Google

une résistance relativement faible, par exemple 100.000 ohms. Dans le deuxième cas, schéma de la figure 12, on réduit à une très faible

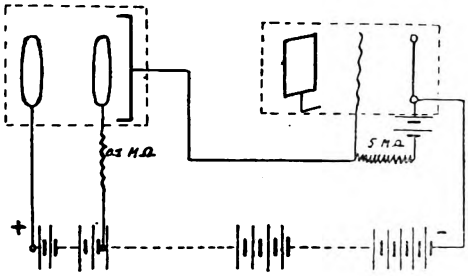


Fig. 11.

valeur le débit de l'anode auxiliaire etmettant dans son circuit une résistance de l'ordre de 10 Mégohms.

Une autre mode de fonctionnement de cette cellule, consiste à

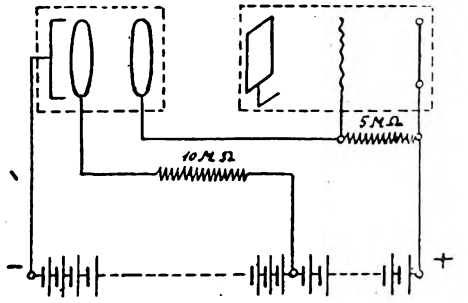


Fig. 12.

choisir comme anode, l'anneau intérieur, et à utilises le second anneau non plus comme anode, mais comme cathode auxiliaire (non photo-

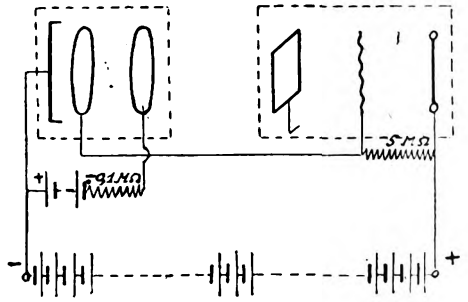


Fig. 13.

électrique) ; pour cela on lui applique un potentiel négatif tel qu'il capte une partie des ions positifs produits par l'ionisation du gaz. Ce montage représenté figure 13, est spécialement indiqué lorsqu'on

Digitized by Google

attaque par l'anode la grille de la première lampe amplificatrice.

Dans ces divers cas d'application, ce résultat est un accroissement notable de la limite de courant utilisable.

Remplissage gazeux.

Il nous reste encore à examiner l'influence du remplissage gazeux, puis à parler du verre de l'ampoule.

La différence fondamentale qui existe, entre la caractéristique courant-potentiel d'une cellule à gaz et celle d'une cellule à vide, a été signalée au début de cet exposé ; nous n'y reviendrons pas.

Quels sont les gaz utilisables? En principe, tous les *gaz inertes*, dont les plus employés sont l'argon, le néon et l'hélium. La nature du gaz inerte ne semble pas avoir d'influence sur la sélectivité ou sur le seuil photoélectrique. L'hydrogène n'est pas recommandable, car il est absorbé peu à peu par la couche de métal alcalin. Au bout de quelques semaines, une cellule à hydrogène se comporte comme une cellule à vide.

La *pression* du gaz, de l'ordre du *dixième de millimètre*, se règle pratiquement d'après l'effet produit, c'est-à-dire de façon à obtenir le maximum de courant utilisable pour un flux lumineux donné. Pour que cette condition soit remplie, il faut, en général, une pression plus élevée d'hélium que d'argon ou de néon.

Verre de l'ampoule.

Le verre de l'ampoule est choisi d'après l'usage auquel on destine la cellule ; s'il s'agit de lumière visible, on adopte le cristal, ou mieux le *pyrex* ou le *verre sibor*, qui supportent admirablement les forts écarts de température existant entre les différentes parties de la cellule en cours de fabrication.

S'il s'agit de lumière ultra-violette, on choisit le quartz ou le verre uviol qui est perméable à l'ultra-violet jusqu'à 2500A. Au lieu de faire une cellule entièrement en quartz, on peut se contenter de souder une fenêtre en quartz à un corps de cellule en verre. Pour le proche ultra-violet, on peut utiliser le pyrex ou le sibor perméables jusque vers 3200A.

THÉORIE MATHÉMATIQUE DU CIRCUIT D'UNE CELLULE

Nous parlerons pour terminer de ce problème qui sort du cadre de notre exposé, mais qu'il nous paraît néanmoins utile de signaler vu son importance pratique.

Digitized by Google

Metcalf a traité récemment cette question dans les Proceedings of The Institute of Radio Engineers, et a abouti à une formule du courant photoélectrique rappelant celle du courant plaque d'un triode.

Cette formule est la suivante :

$$i_a = \frac{Sl}{1 + lGZ}$$

ou :

i_a = courant photoélectrique ou anodique ;

l = valeur instantanée du flux lumineux ;

S = *Sensibilité* de la cellule définie par $S = \frac{di_a}{dl}$ = pente au point considéré de la caractéristique courant-flux lumineux ;

G *conductance par lumen* de la cellule $= \frac{1}{l} \frac{di_a}{de_a}$ = pente, au point considéré, de la caractéristique courant-tension anodique, divisée par le flux lumineux ;

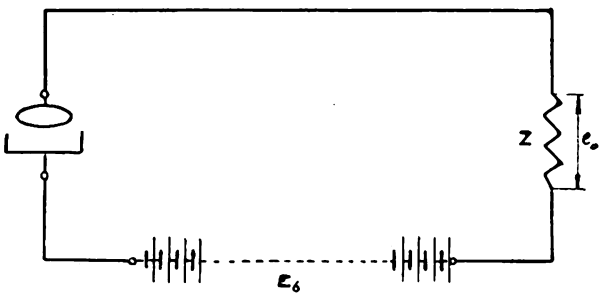


Fig. 14.

Z impédance extérieure aux bornes de laquelle on capte la tension d'utilisation $e_0 = -i_a Z$ (voir fig. 14).

En comparant à la formule donnant le courant plaque d'un triode :

$$i_p = \frac{e_g G_m}{1 + G_p R_0},$$

on constate la différence fondamentale suivante : *alors que dans un triode le courant plaque est proportionnel au facteur de contrôle qui est la tension grille e_g, dans une cellule, le courant anodique I_a est une fonction hyperbolique du facteur de contrôle, c'est-à-dire du flux lumineux l.*

La variation de i_a en fonction de l s'écarte d'autant moins de la

Digitized by Google

proportionnalité que le terme lGZ est plus petit, c'est-à-dire que l'impédance du circuit extérieur est négligeable vis-à-vis de l'impédance interne de la cellule.

Pour obtenir une reproduction fidèle des variations de lumière, on est donc contraint à adopter une impédance Z assez faible et bien inférieure à celle qui correspond au rendement maximum.

Les valeurs relatives du fondamental et des différents harmoniques introduits par l'impédance Z peuvent se calculer en remplaçant, dans la formule de i_a, l par $L(\sin \omega t + 1)$ et en décomposant en série de Fourier.

Un calcul complet devrait tenir compte de la capacité shuntant le circuit d'utilisation. Cette capacité limite souvent l'impédance d'utilisation à une faible valeur lorsqu'il est nécessaire de couvrir une large bande de fréquences.

C. Roy-Pocuon.

Nous cherchons de bons techniciens pour laboratoire d'émission ; de préférence diplômés E. S. E. ou E. P. C.

Établ^ts Raddio LL, 137, rue de Javel, PARIS (XV^e)

Digitized by Google

BIBLIOGRAPHIE

Nouvelles recherches sur les cellules photoélectriques à cathodes de potassium colorées. — ELSTER et GEITEL, *Physik Zeitschr., 12*, 1911, 609.

La proportionnalité du courant photoélectrique au flux lumineux dans les cellules aux métaux alcalins. — ELSTER et GEITEL, *Physik. Zeitschr., 14*, 1913, 741.

L'effet photoélectrique sélectif rapporté à l'énergie lumineuse absorbée. — POHL et PRINGSHEIM, *Berichte d.D. Physik. Ges., 15*, 1913, 173.

Relation entre le courant et le flux lumineux dans la cellule photoélectrique au potassium. — IVES, *Astroph. Journ , 39*, 1914, 428.

Sur les potentiels disruptifs des tubes à décharge lumineuse. — TAYLOR, *Philosophical Magazine*, février 1927, 368.

Les caractéristiques des cellules photoélectriques remplies de gaz. — CAMPBELL, *Philosophical Magazine*, avril 1927, 945.

4 méthodes d'utilisation des cellules photoélectriques à atmosphère gazeuse. — CAMPBELL, *Philosophical Magazine*, 1927, 1041.

Les propriétés photoélectriques des couches minces de métaux alcalins. — CAMPBELL, *Philosophical Magazine*, octobre 1928, 633.

La cellule photoélectrique. — Dr KOLLER, *General Electric Review*, juillet 1928.

Les cellules photoélectriques. — JOUAUST, *Bull. Sté Fse des Electriciens*, octobre 1928.

Les caractéristiques des cellules aux métaux alcalins et leur importance au point de vue de la mesure de l'effet photoélectrique. — FLEISCHER et GOLDSCHMIT, *Physik. Zeitschr., 29*, 1er octobre 1928, 691.

Sur l'influence de la teneur en gaz sur la sensibilité photoélectrique des métaux. — KLUMB, *Zeitschr. f. Phys., 47*, 1928, 652.

Etude de la structure cristalline des couches métalliques minces. — Sophie DEMBINSKA, *Zeitschr. f. Physik., 54*, 1 et 2, 1929, 46.

Les ions d'hydrogène considérés, par R. SUHRMANN, comme cause de la sélectivité photoélectrique du potassium. — FLEISCHER, *Physik. Zeitschuft., 30*, n° 10, 15 mai 1929, 320.

L'hydrogène et l'émission photoélectrique du potassium. — CAMPBELL, *Physik. Zeitschr., 30*, septembre 1929, 537.

Relation entre l'effet photoélectrique normal et les propriétés électriques de la surface de différents métaux. — SUHRMANN, *Physik. Zeitschr., 30*, 15 décembre 1929, 939.

Non-proportionnalité du courant photoélectrique au flux lumineux au voisinage du seuil photoelectrique. — NOTTINGHAM, *Phys. Rev.*, février 1929, 633.

Déplacement maximum du seuil photoélectrique des métaux alcalins. — IVES et OLPIN, *Phys. Rev., 34*, 1er juillet 1929, 117.

Le seuil photoélectrique d'une pellicule double (formée de deux métaux). — BISSET JONES, *Phys. Rev., 34*, 15 juillet 1929, 227.

Modulation apparente de la lumière par des couches de diélectriques sur des cathodes de cellules photoélectriques aux métaux alcalins — OLPIN, *Phys. Rev., 34*, 1er août 1929, 544.

La cellule photoélectrique caesium-magnésium. — ZWORYKIN et WILSON, *Journal of the optical Sty of America, 19*, août 1929, 81-90.

Fabrication des cellules photoélectriques par voie électrolytique. Application de ces cellules. — MARTON et ROSTAS, *Zeitschrift für Techn. Phys., 10*, 1929, 52.

Caractéristiques de fonctionnement des cellules photoélectriques. — G. F. METCALF, *Proc. Institut Radio Engineers, 17*, novembre 1929, 2064-2072.

Digitized by Google

AU SUJET DES DIAGRAMMES DYNAMIQUES PUBLIÉS PAR KUSUNOSE.

par **Jean MARIQUE.**

Ingénieur A.I. Br. et Radio E.S E.

SOMMAIRE. — Après avoir sommairement rappelé comment Kusunose a construit ses diagrammes dynamiques, l'auteur montre que des transformations simples de ses diagrammes permettent de mettre en évidence certains faits relatifs au fonctionnement d'une triode en autoexcitation et en excitation séparée.

Introduction.

Dans un remarquable travail sur les triodes (1), Kusunose a publié un réseau de courbes permettant d'étudier les conditions de fonctionnement dynamique des triodes à partir des caractéristiques statiques. Pour cela, il admet que la caractéristique réduite (2) d'une triode est donnée par l'équation

$$I = G.V^{3/2}$$

jusqu'à la saturation qui est supposée s'établir brusquement. En supposant que les tensions alternatives de grille et de plaque soient en opposition, on sait que la tension totalisée sera de la forme

$$(E_a + kE_g) + (k\mathcal{E}_g - \mathcal{E}_a)\cos\omega t,$$

où E_a est la tension continue d'anode, E_g la tension continue de grille, $\mathcal{E}_a$ l'amplitude de la tension alternative d'anode à fréquence fondamentale, $\mathcal{E}_g$ l'amplitude de la tension alternative de grille.

Le courant anodique est un courant périodique dont la valeur moyenne est I_a, et dont la décomposition en série de Fourier permet de calculer l'amplitude $\mathcal{J}_a$ de la tension alternative à fréquence fondamentale. La résistance apparente du circuit d'anode sera donnée par

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{E}_a}{\mathcal{J}_a}.$$

Au lieu d'utiliser ces grandeurs, Kusunose a utilisé une caractéristique réduite en fonction des nombres $\frac{I}{I_s}$ et $\frac{V}{V_s}$ (fig. 1) et a

(1) Kusunose. Calculations on vacuum tubes and the design of triodes. *Researches of the electrotechnical laboratory of Japan*, septembre 1928

(2) Blanchard. Etablissement des avant-projets d'émetteurs à triodes. *L'Onde électrique*, 1924.

Digitized by Google

calculé ses courbes en fonction des rapports sans dimension

$$i = \frac{\mathcal{I}_a}{I^s}; \qquad \mathrm{i} = \frac{I_a}{I_s}; \qquad \mathrm{v} = \frac{E_a + kE_g}{V_s}; \qquad u = \frac{k\mathcal{E}_g}{V_s};$$

$$\frac{k\mathcal{E}_g - \mathcal{E}_a}{V_s}; \qquad r = \frac{\mathcal{R}}{R_s};$$

ou

$$R_s = \frac{V_s}{I_s}.$$

Les hypothèses fondamentales sont :

1° la forme de la caractéristique réduite;

2° le courant de grille est nul et il n'y a pas d'émission secondaire;

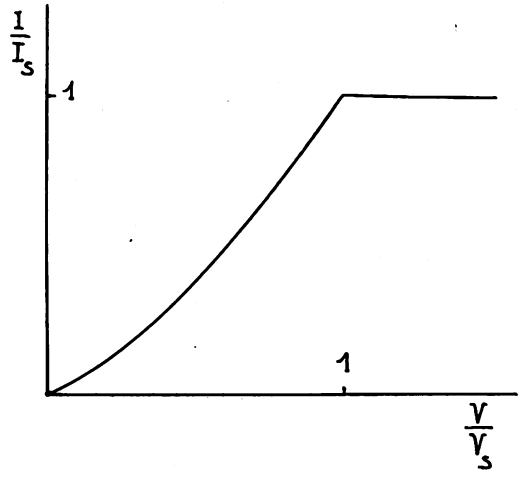


Fig. 1.

3° les tensions de grille et de plaque sont en opposition et varient sinusoïdalement.

Kusunose a obtenu ainsi un réseau de courbes donnant i et i en fonction de u, en prenant v comme paramètre (fig 2). Kusunose a publié dernièrement (1) des diagrammes dynamiques qui sont légèrement différents de ceux de son premier travail : ce sont les nouveaux diagrammes que nous avons utilisés; nous regrettons seulement qu'ils aient été publiés à une échelle fort petite (2).

Kusunose a indiqué d'une manière détaillée, comment il fallait se servir de ses diagrammes dans chaque cas particulier; nous ne reviendrons pas sur ce sujet, mais nous voudrions montrer

(1) Kusunose, Calculation of characteristics and the design of triodes; *Proc. I.R.E.*, octobre 1929.

(2) Nous n'utiliserons pas le diagramme relatif à i au cours de cette note.

Digitized by Google

que de simples changements de coordonnées font ressortir certaines particularités du fonctionnement dynamique des triodes.

Autoexcitation.

Un premier cas particulièrement intéressant est l'étude de l'auto-excitation. Dans les diagrammes dynamiques, les courbes d'excitation, qui représentent la proportionnalité des amplitudes de ten-

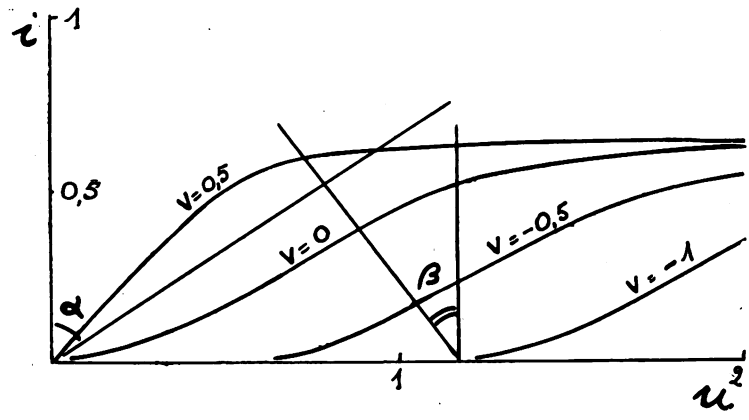


Fig. 2.

sions alternatives de grille et de plaque, sont des droites passant par l'origine (fig. 2) et telles que

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\frac{k\mathcal{E}_g}{\mathcal{F}_a} - \mathcal{R}}{R_s} = \frac{kM - L}{R^s.R.C}.$$

Traçons les droites d'excitation correspondant à différentes valeurs de $\operatorname{tg}\alpha$, et portons les valeurs de i en fonction de v en prenant $\operatorname{tg}\alpha$ comme paramètre. Les diagrammes de Kusunose étant limités à $v = 0,5$, ne permettent pas de descendre en-dessous de $\operatorname{tg}\alpha = 1$ environ. La figure 3 montre le résultat de cette transformation.

On y trouve deux sortes de courbes : la première est relative aux faibles valeurs de $\operatorname{tg}\alpha$; dans ce cas, le courant croît avec v. Mais dès que $\operatorname{tg}\alpha$ dépasse 1,6 environ, l'allure des courbes change : on trouve une branche AB où l'amplitude du courant varie peu avec v, et une branche BC où elle varie en sens inverse de v. La région AB est impropre à la modulation; la région BC serait favo-

Digitized by Google

rable, mais il est aisé de voir qu'elle correspond à un régime instable. Elle ne peut être obtenue expérimentalement; la zone limitée par les hachures est inutilisable.

Il est intéressant de rapprocher ce diagramme des courbes expérimentales publiées il y a quelques années par Rukop (1) et qui montrent l'existence d'une zone d'instabilité correspondant à la zone

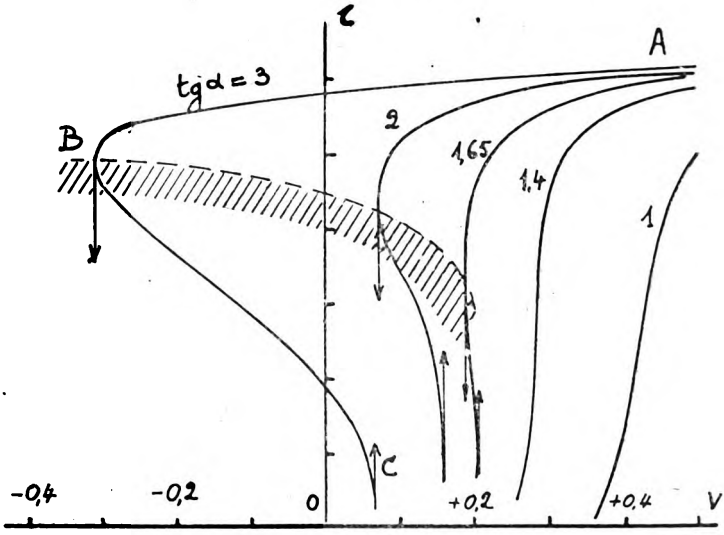


Fig. 3.

hachurée. Rukop a trouvé un second domaine d'instabilité qui, comme le montre l'examen des courbes expérimentales, correspond à des valeurs de $v > 0,5$. Nous avons signalé plus haut que les courbes de Kusunose n'étaient pas tracées pour ces valeurs; à cause de la forme de la caractéristique réduite admise aux environs de la saturation, des courbes calculées pour $v > 0.5$ et de faibles valeurs de la tension HF de grille ($u < 1$) seraient entachées d'erreurs considérables. Les courbes de Kusunose ne permettent donc pas de prévoir ce second domaine d'instabilité. Rukop a trouvé, dans certains cas, d'autres zones instables dues à des conditions de fonctionnement particulières.

La figure 3 permet également d'étudier les phénomènes d'hystérèse à l'accrochage rencontrés parfois dans la modulation d'un émetteur à autoexcitation par variation de tension de plaque ou

(1) Rukop. Reissdiagramme von Senderohren. *Telefunken Ztg*, n° 31, 1923.

Digitized by Google

de grille. Les courbes permettent de voir que la modulation d'une autoexcitatrice n'est possible que pour des couplages tels que $\text{tg}\,\alpha < 1{,}6$ et que les variations de v doivent être comprises entre 0,2 et 0,5 environ.

Les conclusions que nous venons de formuler ne sont plus vraies quand la polarisation de la grille est obtenue automatiquement au moyen d'un condensateur shunté par une résistance. Lubszynski a montré (1) que le régime correspondant aux branches BC était *stabilisé* par l'emploi d'une polarisation automatique, ce qui permettait d'utiliser ces branches de courbes pour la modulation par variation de la résistance de fuite. Mais la question ne peut être traitée d'une manière générale avec les diagrammes de Kusunose puisqu'ils ne permettent pas de déterminer le courant de grille qui est indispensable pour ce genre de modulation.

Il n'est pas sans intérêt de remarquer que, dans ce procédé de modulation, les variations du courant HF et de la tension de polarisation de grille sont en opposition.

Excitation séparée

On obtient aisément les diagrammes relatifs à l'excitation séparée à partir des diagrammes de Kusunose en traçant (fig. 2) pour différentes valeurs de u des droites telles que $\text{tg}\,\beta = \frac{\mathcal{R}}{R}$, et en prenant les valeurs de i correspondant aux points d'intersection de ces droites avec les courbes à v constant. On obtient ainsi la figure 4.

Si nous examinons le faisceau des courbes pour $u = 2$, par exemple, nous voyons que les courbes tracées pour différentes valeurs de r se rejoignent aux environs des valeurs minimum et maximum de i; au point de vue de la modulation par variation de v, il semble que les grandes valeurs de r soient favorables, mais elles exigent, pour une même profondeur de modulation, une plus grande amplitude de variation de v. Pour les faibles excitations ($u = 0{,}5$ par exemple) les courbes relatives aux grandes valeurs de r sont très défavorables pour la modulation par variation de v.

Heising a écrit (2) que pour obtenir avec une lampe à excitation séparée une variation linéaire du courant HF en fonction de la

(1) (*Lubszynski*. Die GittergleichstromModulation des selbserregten Röhrenenders. *Zeitschrift für Hochfrequenztechnik*, 1926 vol. 27, p. 33.

(2) Heising, Modulation in radiotelephony-*Proc. I. R. E.*, août 1921.

Digitized by Google

de plaque, il était nécessaire que la tension d'excitation de grille soit également modulée ; il proposait d'alimenter en parallèle les anodes de l'oscillatrice (auto excitée) et de la lampe de puissance, de façon que la tension HF d'excitation et la tension anodique varient proportionnellement et sensiblement en phase. L'allure des courbes de la figure 4 montre cependant qu'il est pos-

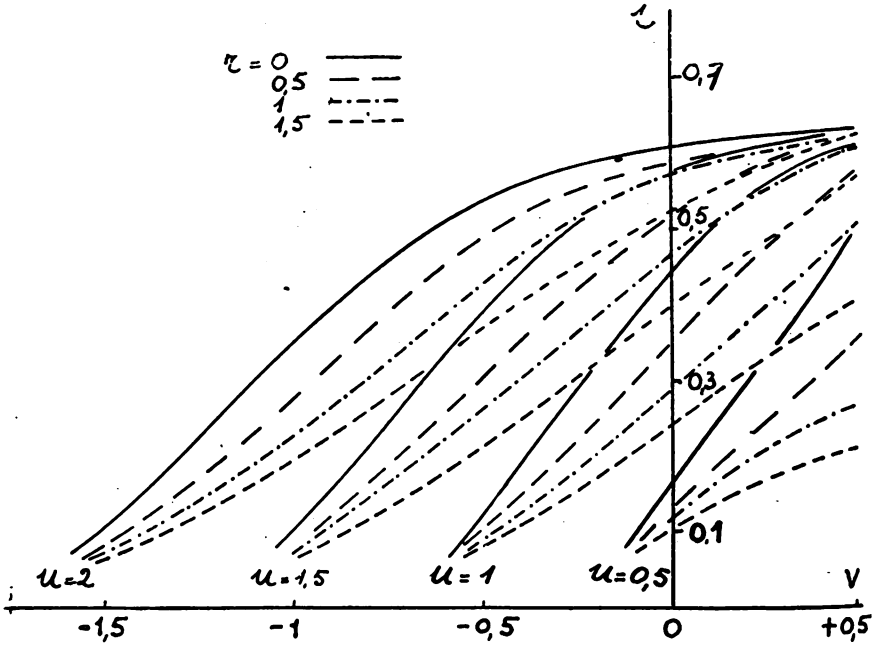


Fig. 4.

sible d'obtenir une modulation à peu près correcte avec une excitation d'amplitude constante ; tous les émetteurs modernes de quelque puissance ont, sur l'étage où s'effectue la modulation, une excitation constante, et leur modulation semble cependant bonne.

Il est intéressant de voir si l'on peut réellement attendre une amélioration d'une excitation d'amplitude variable proportionnelle à la variation de la tension continue de plaque et en phase avec elle. Nous étudierons ce cas d'une manière un peu plus générale en utilisant le coefficient v au lieu de la tension de plaque. Pour cela transformons le diagramme de Kusunose en portant en abscisses l'excitation u, en ordonnées v, et en prenant i comme paramètre ; la figure 5 montre le résultat de cette transformation, en supposant que $r = 0$ (c'est-à-dire $\operatorname{tg} \varphi = 0$)

Digitized by Google

Les courbes présentent toutes une partie sensiblement rectiligne limitée, grosso modo, à $v = 0{,}2$ d'une part, et à $u = 2$ d'autre part. Dans ces parties rectilignes, les courbes sont inégalement réparties.

Dans le système d'axes utilisé, la courbe de fonctionnement d'une lampe à excitation constante et à v variable, est une droite parallèle à l'axe des ordonnées ; la courbe de fonctionnement d'une amplificatrice de HF modulée (u variable, et v constant) est une droite parallèle à l'axe des abscisses. Si v et u varient proportionnellement et en phase, la courbe de fonctionnement est une droite oblique.

Si l'on travaille dans la région où les courbes sont rectilignes,

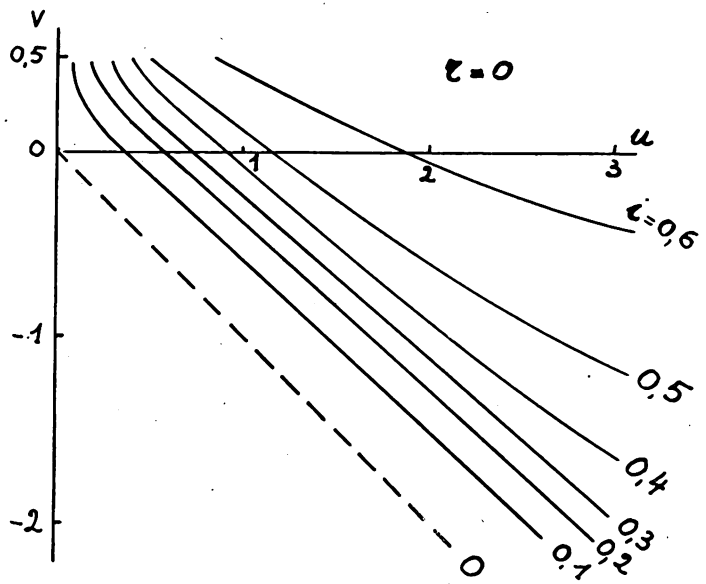


Fig. 5.

quelle que soit l'orientation de la droite de fonctionnement, elle coupe un réseau de droites parallèles inégalement réparties, et une amélioration de la forme de la courbe

$$i = f(v),$$

ne peut pas résulter d'un changement d'inclinaison.

Il peut en être autrement dans les parties courbées qui correspondent à $v > 0{,}2$ et aux faibles excitations u.

Dans les raisonnements précédents, nous avons admis que v et u variaient proportionnellement et en phase ; la proportionnalité peut

Digitized by Google

ne pas exister dans le cas de la polarisation automatique de la lampe de puissance, car E_g n'est pas nécessairement proportionnelle à E_a; ce qui entraîne que v n'est pas proportionnel à E_a. Dans le cas envisagé par Heising, la courbe de fonctionnement dans le système d'axes v, u, n'est plus une droite, et il se peut que dans certains cas, il en résulte une amélioration de la forme de la courbe

$$i = f(v).$$

Mais nous voyons qu'une amélioration ne résulte pas nécessairement de l'emploi du montage préconisé par Heising, mais dépend plutôt de conditions spéciales de fonctionnement.

Le réseau de la figure 3 correspond à une résistance apparente du circuit anodique nulle $\left(r = \frac{\mathcal{R}}{R_a} = 0\right)$. Pour tenir compte de la valeur de cette résistance, il est facile de voir qu'il suffit de déplacer tous les points des courbes de i constant, parallèlement à l'axe des abscisses, d'une quantité ri constante pour chaque courbe, mais variable d'une courbe à l'autre : il en résulte un « étalement » du réseau; suivant la région dans laquelle se trouve la courbe de fonctionnement, cet étalement peut rendre la forme de la courbe $i = f(v)$ plus ou moins favorable pour la modulation; la figure 4 montre qu'il y a amélioration pour $u = 2$, mais que c'est l'inverse pour $u = 0{,}5$.

La figure 5 montre d'une manière très simple que les cas étudiés par Heising sous les noms de « proper amplifier » et « improper amplifier » correspondent respectivement aux conditions $v > 0$ et $v < 0$; mais elle ne semble pas conduire aux mêmes conclusions que cet auteur en ce qui concerne les fortes polarisations négatives de grille.

Il n'est pas sans intérêt de remarquer que, dans les conditions où s'est placé Kusunose, aucune différence n'existe entre les tensions de polarisation de grille et de plaque qui sont traitées simultanément grâce au coefficient v. Il n'y a donc aucune différence théorique entre les modulations par variation de tension de grille et de plaque, sauf dans le cas de la polarisation automatique.

Conclusion.

Nous avons voulu montrer par quelques exemples, combien les diagrammes dynamiques de Kusunose sont féconds; ils permettent d'envisager sous un jour simple les problèmes fondamentaux relatifs au fonctionnement dynamique des triodes.

Jean Marique.

Digitized by Google

UN NOUVEAU RADIO-COMPAS

par H. BUSIGNIES

Ingénieur au Laboratoire International de Télégraphie et de Téléphonie.

SOMMAIRE. — 1° Introduction. Nouveaux résultats obtenus. — 2° Principe de l'appareil. Rappel des précédents dispositifs et principe du nouvel appareil. Les deux manières de le réaliser : causes d'erreurs ; sensibilité ; brouillages. — 3° Première réalisation d'après ce principe. Description ; collecteur d'ondes ; indicateur ; amplificateur. — 4° Résultats pratiques obtenus. Guidage d'un navire ; relèvements de postes fixes. — 5° Réalisations futures : *a*) appareil fixes ; *b*) appareils pour la marine ; *c*) appareils d'avions. — 6° Deuxième mode de fonctionnement. Le doute de 180° n'est pas levé. — 7° Applications. Radiogoniométrie ordinaire. Guidage des avions et des navires ; comparaison avec d'autres méthodes ; marche en escadre des avions et des navires. — 8° Conclusion.

Introduction

Dans le numéro de juillet 1927 de l'*Onde électrique*, j'ai décrit deux appareils appelés alors « Boussoles hertziennes » et j'ai indiqué les résultats obtenus aux essais.

Il s'agissait, comme l'indiquait le titre de l'article d'appareils indicateurs donnant par lecture directe la direction d'une onde.

J'avais commencé l'étude de cette question en 1926, et les résultats obtenus alors m'encouragèrent à persévérer, d'autant plus que la question me paraissait — pourquelles raisons ? — assez délaissée alors que je la considérais et que je la considère toujours, comme très importante. D'ailleurs l'importance de cette question n'avait pas échappé au commandant Franck, qui, dans un article paru dans l'*Onde électrique*, avait montré tout l'intérêt de l'application des radio-compas à la navigation aérienne (*O.E*, n° 75, mars 28).

Cet article dans sa partie essentielle, était un développement complet des méthodes de navigation permises par les radio-compas, méthodes que je n'avais fait qu'indiquer dans mon article de juillet 1927.

Le commandant Franck adressait aussi un appel aux techniciens pour la réalisation d'un radio-compas pratiquement parfait.

Or en mai 1927 j'avais déjà fait breveter un nouvel appareil, lequel répond si bien aux exigences de précision et de sécurité, que j'affirme maintenant qu'il concurrence largement les radiogoniomètres,

Digitized by Google

même pour les usages ordinaires (relèvements rapides), alors que dans mon premier article, j'établissais nettement une différence entre les deux grandes applications possibles (relèvement constant et relèvements rapides).

Ce radio-compas permet d'obtenir des relèvements à 2° près, dans la plupart des cas et commence à fonctionner dans ces conditions, pour un champ électrique à la réception atteignant 40 micro-volts par mètre ; aucun lever de doute n'est nécessaire.

Il peut être réalisé pour s'adapter à la navigation aérienne ou maritime, ou encore pour être installé à poste fixe.

2° *Principe de l'appareil.*

Je rappelle que les deux premiers appareils donnaient des résultats incomplets: l'un ne fournissait des indications que sur un secteur de 90°, et donnait lieu par conséquent à un doute de 90° ; l'autre ne donnait lieu à aucun doute, mais la complication de son principe et de son fonctionnement le rendait sujet à erreurs.

Le nouvel appareil peut être réalisé de deux façons ;

Soit avec un collecteur d'ondes à deux cadres fixes perpendiculaires, soit avec un petit cadre tournant, ceci suivant les applications.

Voyons le premier système.

Soient deux cadres fixes égaux et perpendiculaires, verticaux, C_1 et C_2 (fig. 1) accordés sur l'onde voulue et des bobines de couplage B_1 et B_2 égales et perpendiculaires, en série avec ces cadres.

On sait que suivant les différentes positions de la bobine C accordée elle aussi, mobile autour d'un axe de trace *m*, on aura une intensité de réception qui, en fonction de l'azimut de l'émetteur, sera semblable à la fonction de réception d'un cadre tournant de plus grandes dimensions, les cadres fixes étant supprimés.

D'autre part, en combinant le système avec une antenne verticale A (fig. 1) on sait aussi, que pour des éléments convenablement choisis, on obtient un diagramme polaire de réception unilatéral (cardioïde) le maximum correspondant à la direction de l'émetteur.

Le diagramme de la figure 2 représente alors l'intensité de la réception en fonction de l'angle que fait le plan perpendiculaire à l'axe de la bobine C, avec la direction origine *o*, pour un émetteur d'azimut trigonométrique E.

Si on amplifie les oscillations reçues dans la bobine C, d'abord en haute fréquence, puis en basse fréquence, en faisant agir un hétérodyne ou en provoquant un accrochage dans le cas d'ondes entretenues

Digitized by Google

pures, et qu'on détecte ensuite ces oscillations de basse fréquence,

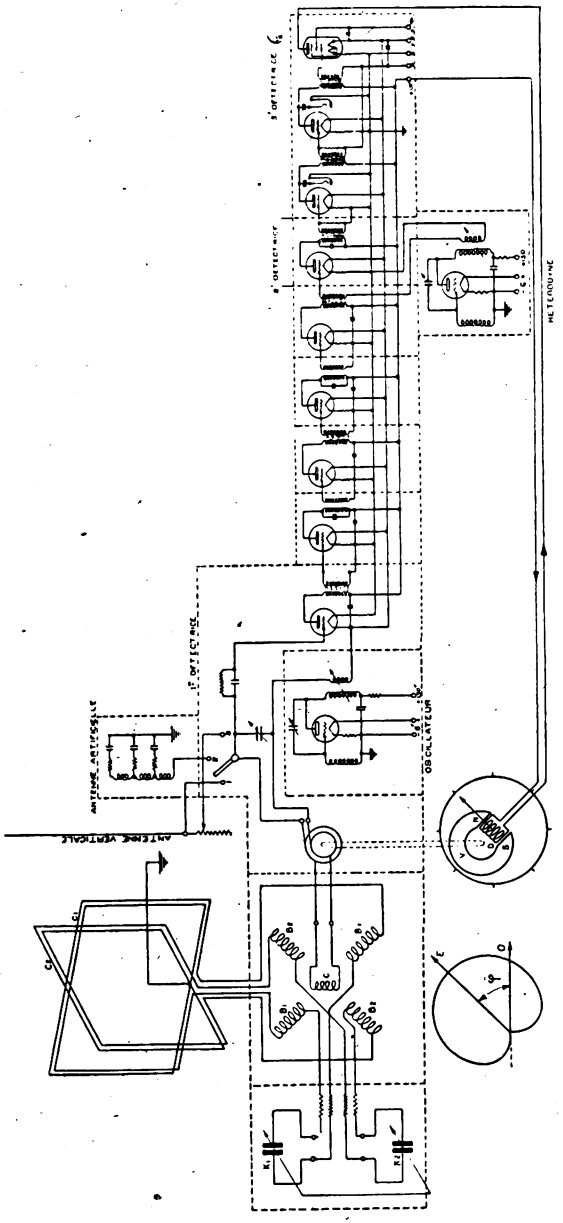


Fig. 1.

Fig. 2

on pourra mettre en évidence un courant continu à peu près proportionnel à ces oscillations.

Ce courant est envoyé dans un cadre galvanométrique D, par ses

Digitized by Google

deux pivots qui le maintiennent en parfait équilibre, libre et mobile autour de l'axe vertical dont *n* est la trace, ce cadre portant une aiguille qui se déplace sur une circonférence de 360°.

Soit un aimant V pouvant tourner autour du même axe *n*, donc autour du cadre D, sans le toucher ni le gêner.

Si la bobine C est montée sur le même arbre que l'aimant, l'une et l'autre tourneront synchroniquement si un petit moteur entraîne cet arbre. Les positions respectives de V et de D sont celles figurées.

Une émission étant reçue, les phénomènes suivants vont donc se produire. A chaque tour de l'arbre, donc de l'aimant et de la bobine C, la réception passera par un maximum qui correspondra au moment où, dans l'espace, la direction du plan de la bobine C se confondra avec la direction de l'émetteur.

Au moment de ce maximum, le courant continu créé par l'émission dans le cadre galvanométrique D passera aussi par un maximum, et l'aimant donc son champ magnétique, sera dans une direction bien déterminée qui sera celle de l'émetteur.

Le même phénomène se reproduisant à chaque tour de l'arbre à une fréquence suffisante, et l'équipage mobile présentant une inertie suffisante augmentée d'un amortissement dans l'air, les effets des couples se totaliseront et le cadre galvanométrique D viendra se placer de telle sorte que son flux magnétique soit dans la direction de celui de l'aimant au moment du maximum ; l'aiguille portée par le cadre D indiquera donc, dans l'espace et sur le cadran, la direction de l'émetteur. Il n'est pas nécessaire que le diagramme de réception soit exactement celui de la figure 2, il suffit que ce diagramme présente une dissymétrie d'intensité à 180° près.

Par conséquent il ne résultera absolument aucune erreur:

1° — Si un courant continu constant traverse le cadre.

2° — Si la caractéristique de l'amplification et de la détection n'est pas rectiligne.

3° — Si la force électro-motrice reçue dans l'antenne seule ne compense pas exactement la f. e. m. maximum reçue dans les cadres, c'est-à-dire si elle est supérieure ou inférieure.

4° Si la compensation de l'effet d'antenne dans les cadres n'est pas parfaitement réalisée.

Théorie du fonctionnement.

1° Soit un champ de valeur fixe $\rho_1 = K$ dont la direction tourne régulièrement en faisant un angle.

Digitized by Google

$$\alpha = \omega t,$$

avec la direction origine. C'est le champ dû à l'aimant.

2° Soit un champ de valeur :

$$\rho_2 = k + k \cos(\omega t - \varphi)$$

variable suivant ωt, qui peut prendre une direction quelconque (il est mobile) mais que nous considérons dans la position origine, φ étant l'azimut de l'émetteur par rapport à l'origine.

C'est le champ dû au cadre galvanométrique traversé par le courant détecté à la sortie de l'amplificateur.

Le couple résultant de deux champs magnétiques dont les directions font entre elles un angle α et dont les valeurs sont ρ_1 et ρ_2 est :

$$c = \rho_1 \rho_2 \sin \alpha.$$

Les valeurs successives du couple seront donc données par :

$$c = K[k + k \cos(\omega t - \varphi)] \sin \omega t,$$

$$c = Kk \sin \omega t + \frac{Kk}{2} \sin(2\omega t - \varphi) + \frac{Kk}{2} \sin \varphi.$$

Intégrons pendant une période et cherchons la moyenne afin de connaître le couple résultant.

$$\frac{\omega}{2\pi} Kk \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin \omega t dt + \frac{\omega}{2\pi} \frac{Kk}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \sin(2\omega t - \varphi) dt + \frac{Kk}{2} \sin \varphi$$

$$= \frac{Kk}{2} \sin \varphi.$$

Ainsi le couple s'annule quand le champ du cadre galvanométrique est dans la direction de l'émetteur.

Le cadre vient donc se placer dans cette position d'équilibre.

Si l'on en écarte d'un angle α il tend à y revenir avec un couple proportionnel à $\sin \alpha$. Or $\sin \alpha$ croissant très vite avec α, l'équilibre est très stable et la précision très grande.

L'aplatissement de la cardioïde autour du maximum n'intervient en rien.

Il est bien évident que le fonctionnement serait identique si, au lieu de faire tourner le chercheur C on faisait tourner directement par un moyen mécanique quelconque un petit cadre récepteur de quelques décimètres de côté, les cadres fixes étant supprimés, et le mode d'action de l'antenne verticale étant modifié.

On a vu plus haut qu'un appareil réalisé sur ce principe ne donnait lieu à aucune erreur particulière, et que sur ce point il était l'égal du radiogoniomètre.

Digitized by Google

Or ceci est vrai si l'on prend certaines précautions dans la réalisation, à cause du fait suivant :

On a vu que l'aimant V tournait constamment, à vitesse régulière, autour du cadre galvanométrique D.

Il y induit donc une certaine force électro-motrice alternative, laquelle, si le cadre est fermé sur une résistance faible, donnera lieu à un courant alternatif dans le cadre. Le résultat sera un couple d'entraînement constant de ce cadre jouant ainsi le rôle de rotor de moteur asynchrone.

De même si une pièce métallique massive quelconque entre dans la construction du cadre D, les courants de Foucault qui s'y développeront produiront par réaction sur le champ inducteur, un couple d'entraînement.

Il faut donc pour éviter complètement cette cause d'erreur :

1° Constituer le cadre D sans avoir recours à aucune pièce métallique.

2° Le bobiner en fil fin.

3° Disposer l'alimentation du cadre D de telle façon qu'il soit fermé sur une très grande résistance (100 000 à 200 000 ohms).

Ce dernier résultat est obtenu en prenant comme détectrice finale une lampe à forte résistance interne, par exemple une lampe trigrille.

De plus le couple produit par ce phénomène d'induction, est rendu négligeable devant le couple stabilisant l'équipage mobile dans la direction de l'émetteur, par les moyens suivants :

1° Vitesse de rotation du système cadre-aimant relativement restreinte. La valeur la plus favorable déterminée aux essais est de 600 tours par minute.

2° Emploi d'un amplificateur puissant, de telle façon que même un signal faible crée un courant très important dans le cadre D. De cette façon on peut réduire le champ inducteur ou le nombre de spires du cadre D.

On peut calculer la déviation possible due au couple d'entraînement parasite.

Soit un cadre mobile de 1.400 spires, un flux de 5000 unités à l'intérieur de ce cadre, une vitesse de rotation de ce flux de 10 tours par seconde.

La f.e.m. moyenne induite dans ce cadre est de :

$$\frac{5000 \times 1400 \times 10 \times 4}{10^8} = 2{,}8 \text{ volts.}$$

Digitized by Google

Si ce cadre est fermé sur une résistance de 45.000 ohms (résistance interne de la dernière détectrice), il circule dans ce cadre un courant alternatif de valeur moyenne.

$$\frac{2,8}{45\,000} = 62.10^{-6} \text{ ampères.}$$

Or le courant dû à l'émetteur reçu et créant le couple stabilisateur ne sera jamais inférieur à 6 milliampères comme valeur moyenne agissante, même pour une réception faible.

Le rapport du couple stabilisateur maximum (à 90° de la position-d'équilibre) au couple parasite sera donc comme le rapport des courants :

$$\frac{6\,000}{62} = 97.$$

Dans la position d'équilibre du cadre dans la direction de l'émetteur, le couple stabilisateur est nul, mais si le cadre se déplace d'un angle α, on a vu que ce couple croissait comme sin α, alors que le couple parasite est constant dans toutes positions.

Le couple parasite va donc faire dévier le cadre D d'un angle α jusqu'à ce que le couple stabilisateur en sin α soit égal au couple parasite.

Comme le couple parasite est $\frac{1}{97}$ du couple utile maximum, l'équilibre se produira pour un angle α dont le sinus vaut $\frac{1}{97}$ soit 0,0103.

$\alpha = 0°,6.$

On voit que la déviation est très faible. L'amplificateur est prévu pour fournir 6 milliampères avec des signaux faibles pour lesquels on observe déjà une certaine plage d'extinction.

On peut contrôler le volume de la réception de telle sorte que le courant utile soit toujours de 6 milliampères, ainsi en conservant la vitesse de rotation constante ce qui est très facile, la déviation de 0°,6 est éliminée, puisque constante, il suffit de corriger légèrement le calage de l'index.

On peut remarquer qu'avec un courant utile de 3 millis seulement c'est-à-dire dans des conditions très défavorables, l'erreur n'est encore que de 1°,2 environ.

Deux causes d'erreurs très faibles subsistent :

1° L'hystérésis tournante qui comme on sait est indépendante de la vitesse de rotation.

Digitized by Google

Cette hystérésis produit un retard constant du flux dans le noyau de fer autour duquel tourne le cadre D.

On a trouvé expérimentalement 0°,25 de retard, celui-ci étant absolument constant, aucune erreur n'en résulte, le calage de l'index étant fait en conséquence.

2° Le manque de précision de la construction, c'est-à-dire le manque de correspondance entre l'axe du cadre D et l'axe de rotation du flux.

Cette erreur a été trouvée inappréciable, intérieure à $\frac{1}{10}$ de degré.

En résumé l'erreur possible moyenne peut atteindre 0°,5 et dans des conditions très mauvaises 1°.

Sensibilité.

La sensibilité serait limitée par les frottements des pivots du cadre D. Or l'expérience montre qu'il n'en est rien pour la raison suivante qu'on pouvait prévoir d'ailleurs :

La stabilisation du cadre dans une certaine direction ne se produit que parce que son inertie mécanique lui fait intégrer des couples opposés qui sont de valeurs égales dans une certaine direction, mais qui gardent une valeur bien supérieure à celle du couple stabilisateur; le calcul indique que ces couples sont environ 50 fois plus grands que le couple stabilisateur à 1° de l'équilibre.

Il en résulte le fait que pour une valeur appropriée de la masse du cadre D et du cadran qu'il entraîne avec lui, et aussi pour une valeur convenable de la vitesse, le cadre étant sollicité de part et d'autre de sa position d'équilibre vibre légèrement, à la fréquence de la rotation du flux, sur 0° 25 ou même moins, et cette légère vibration supprime tout frottement initial des pivots, réduisant le frottement de ceux-ci de l'ordre de 50 fois.

L'expérience montre alors que l'indicateur paraît être d'une sensibilité énorme.

Il faut choisir évidemment la relation entre le poids de l'équipage mobile et la vitesse de rotation du flux, afin que cette vibration reste dans des limites convenables.

Brouillage.

Un violent brouillage dévie évidemment l'indication. Les amplificateurs associés à ces appareils donnent une très grande sélectivité, permettant de bien séparer des stations très rapprochées en longueur

Digitized by Google

d'onde. Il ne faut prendre le relèvement en cas de brouillage important que pendant les intervalles de la transmission du brouilleur.

Parasites.

Les parasites ont peu d'influence à cause de leur brièveté. Ils ne mettent en jeu qu'un courant de peu de durée dont l'action est faible devant l'inertie de l'équipage mobile. Les violents parasites deviennent l'indication de quelques degrés de la position d'équilibre, celle-ci restant toujours très visible.

Un bruit continu, constant en fonction des azimuts, ou un bruit de fond n'ont aucune action sur l'appareil.

Continuité des signaux.

L'efficacité de l'indicateur est d'autant plus grande que les signaux sont plus longs, car tout comme un radiogoniomètre il ne peut relever avec précision un émetteur qui ne transmet que des tops horaires par exemple.

Il fonctionne au mieux sur l'onde porteuse d'un poste de radiophonie. La manipulation normale d'un poste télégraphique réduit son efficacité de moitié environ, mais une augmentation de l'amplification compense cela facilement. Il ne lui faut que 2 à 3 secondes pour prendre la position d'équilibre.

3° *Première réalisation d'après ce principe.*

Cette première réalisation emploie comme collecteur d'onde deux cadres perpendiculaires accordés.

Elle comprend donc :

1° Un système de cadres fixes photo 1
2° L'appareil indicateur — 2-3-4
3° L'amplificateur — 5
4° Un appareil de commande de l'indicateur.

1° Cadres fixes ; ceux-ci avaient été prévus pour permettre des essais sur des navires ; l'enroulement est complètement protégé à l'intérieur de tubes de bakélite.

2° Appareil indicateur ;

Il comprend trois parties ;

a) le moteur ;

b) le chercheur du système à deux cadres qui est monté sur un axe entraîné par le moteur.

Digitized by Google

c) l'indicateur direct, comprenant un électro-aimant monté en bout de l'axe du chercheur, et entre les mâchoires duquel se trouve le cadre galvanométrique portant le cadran indicateur. La photo 2 montre l'ensemble, un système de prismes permet de lire de face sur le cadran de l'indicateur.

Une loupe permet de lire les graduations d'un cercle porté par

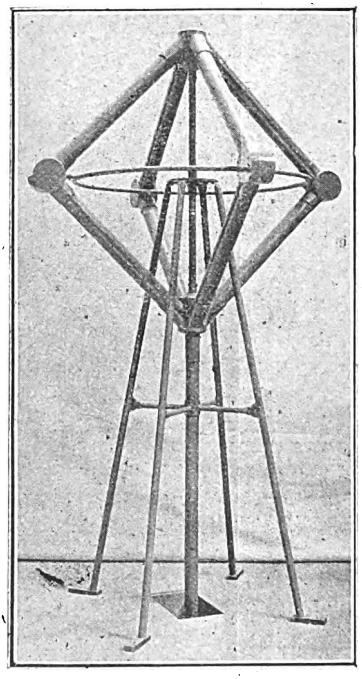


Photo 1.

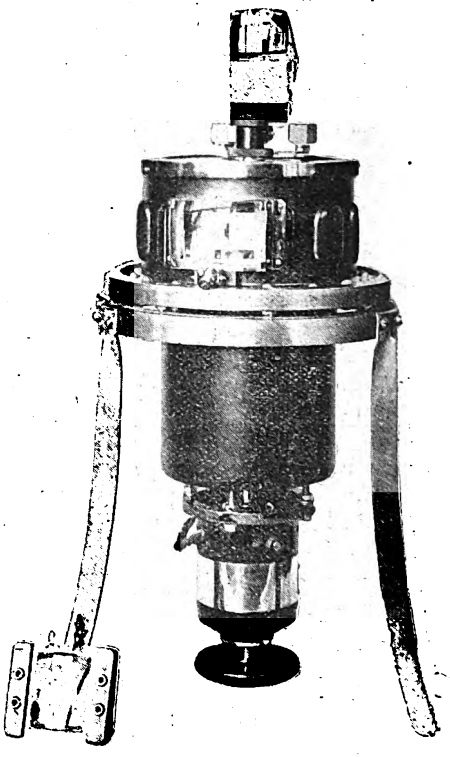


Photo 2.

l'électro-aimant dans le but d'obtenir les relèvements, par le procédé habituel.

La photo 3 montre l'intérieur de l'appareil, partie haute-fréquence en bas, indicateur en haut.

La photo 4 montre la partie supérieure de l'indicateur et la rose indicatrice.

Un problème technique important a dû être résolu dans l'indicateur.

Il fallait monter un cadre galvanométrique de telle façon que l'ensemble réponde à ces conditions ;

Digitized by Google

1° les mâchoires d'un électro tourneront autour du cadre.

2° ce cadre devra pouvoir effectuer des rotations complètes indéfinies.

3° ce cadre recevra le courant.

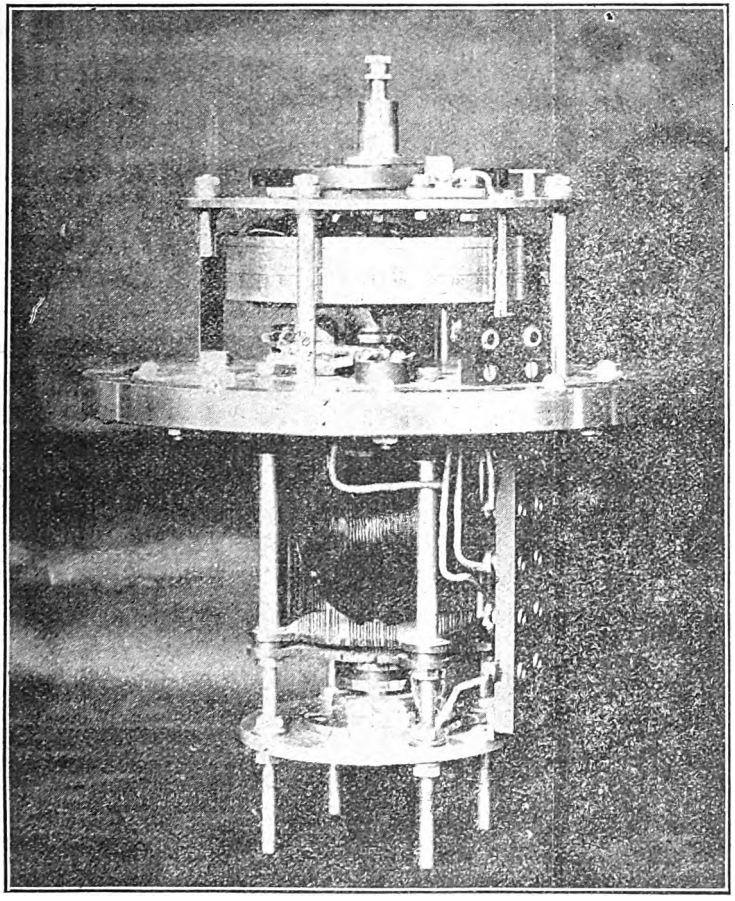


Photo 3.

4° à l'intérieur du cadre, se trouvera une masse interpolaire magnétique (feuilletée à cause du champ tournant).

5° aucune pièce métallique n'entrera dans la construction du cadre.

6° ce cadre sera abrité du vent de l'électro et supporté par un tube isolant.

La figure 3 montre la disposition que j'ai fait réaliser.

Un tube d'ivoire T tourné dans la masse, fixé à la platine P, sup-

Digitized by Google

porte la masse interpolaire M feuilletée, par l'intermédiaire d'une colonnette C.

Les cadres C_1, C_2 bobinés sur un mandrin laissent entre eux un intervalle suffisant pour le passage de cette colonnette.

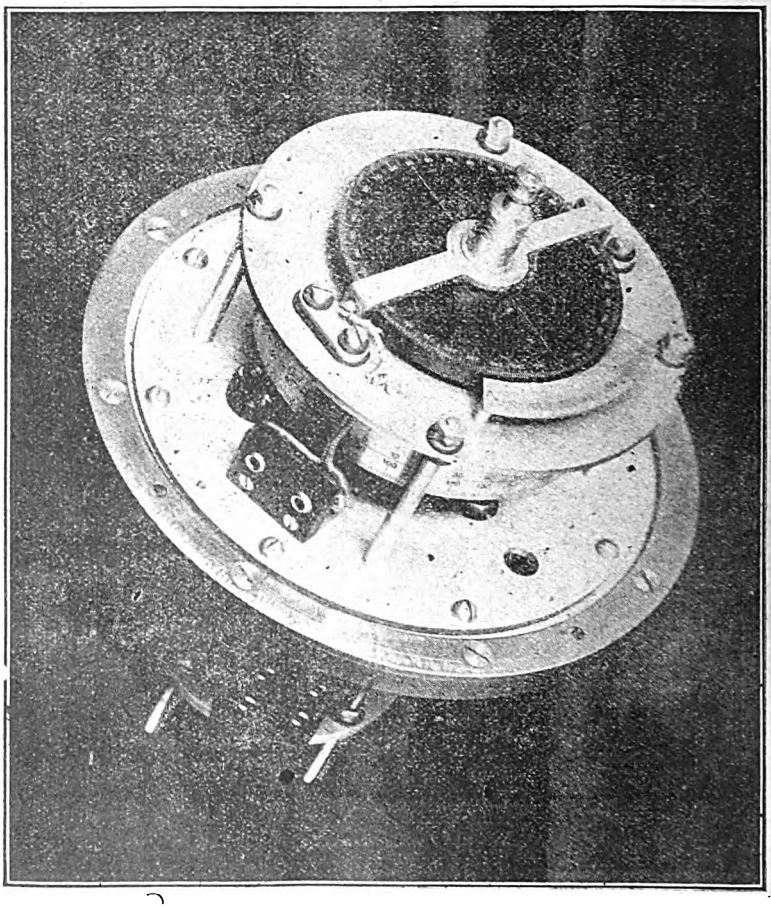


Photo 4.

Ils sont réunis par un pont en ivoire qui les fixe à l'axe A pivoté en P_1 et P_2. Le cadran *n* porte quelques amortisseurs de mouvement.

Le courant arrive aux cadres par les pivots en acier inoxydable extra-dur.

L'axe A est donc divisé électriquement en deux parties par un long manchon isolant en ivoire. Une légère pression sur le pivot

Digitized by Google

supérieur, assurée par un petit ressort réglable, assure le parfait passage du courant.

Cette disposition donne toute satisfaction.

4° L'amplificateur est un puissant superhétérodyne ; on obtient facilement à la sortie 10 à 15 milliampères de courant redressé pour un signal relativement faible à l'entrée (50 μ volts par mètre).

La bande reçue est 460-1200 mètres.

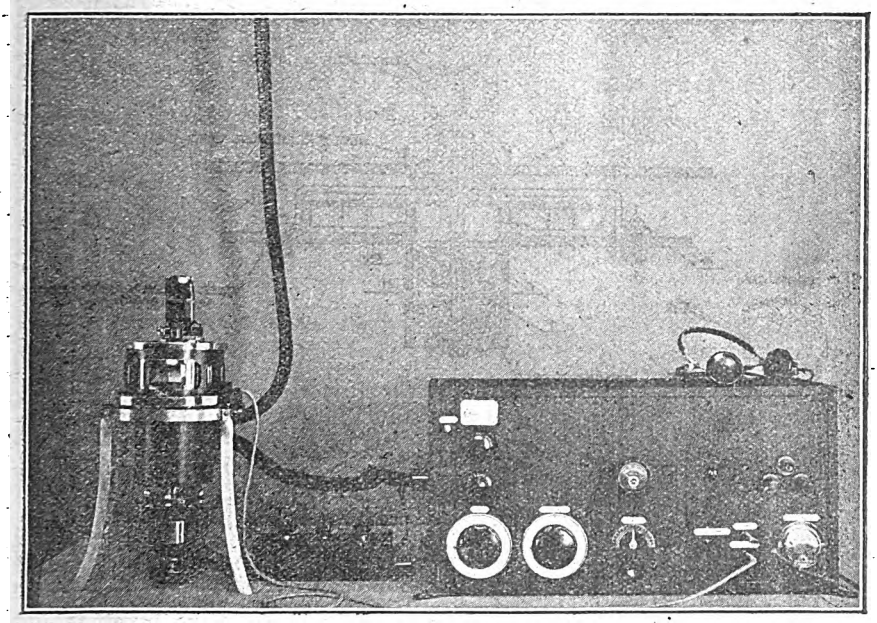


Photo 5.

5° L'appareil de commande permet simplement la mise en route de l'indicateur direct, et le réglage de la vitesse et de l'excitation de l'électro.

L'excitation de ce dernier n'est obtenue que quand le moteur a pris une certaine vitesse.

Cet appareil permet la radiogoniométrie par les procédés habituels et le lever du doute, en observant alors, sous le même index une deuxième graduation décalée de 90° par rapport à la première.

Dans le fonctionnement automatique, on obtient l'azimut vrai, sans aucune manœuvre autre que le réglage du récepteur.

Digitized by Google

4° Résultats pratiques obtenus.

Cet appareil a été essayé en Espagne, au port de Castellon, on l'avait installé sur un petit navire, et sur un autre bateau, on avait installé un petit émetteur pouvant transmettre de 400 à 1 200 mètres de longueur d'onde en ondes entretenues pures ou modulées.

Après les essais préliminaires qui consistèrent en un étalonnage

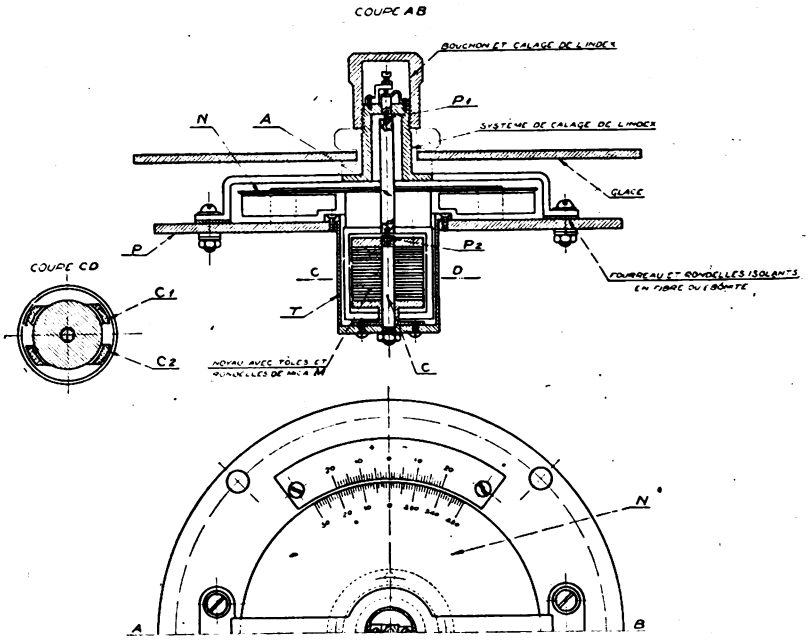


Fig. 3.

circulaire de l'appareil à lecture directe, on fit des essais qui donnèrent toute satisfaction.

Le bateau pilote émetteur en marche, s'éloignait en avant à plusieurs kilomètres et on pouvait le suivre dans toutes ses évolutions, de la façon la plus parfaite, sans le regarder, uniquement en observant le disque indicateur du radio-compas.

Les angles indiqués étaient vérifiés par des personnes installées sur le pont.

La concordance était parfaite.

A un certain moment, le bruit du moteur du bateau étant assez fort gênait la réception à l'oreille et on observait une plage d'extinc-

Digitized by Google

tion de 25°, alors que l'appareil à lecture directe mis en mouvement nous donnait l'azimut à 1° ou 2° près.

Des essais avec bons résultats furent entrepris sur des stations fixes.

5° *Réalisations futures.*

Les réalisations futures se séparent en trois catégories :

1° *Appareils fixes.*

Ceux-ci n'utiliseront plus le collecteur à deux cadres, mais bien un petit cadre récepteur très léger, tournant directement à la même vitesse que l'indicateur.

Un amplificateur à commande unique permettra de trouver rapidement la station à relever, et une seule manette permettra d'obtenir le fonctionnement automatique.

2° *Appareils pour la Marine.*

Ceux-ci comme les précédents, utiliseront un petit cadre récepteur mobile, mais complètement enfermé dans une enceinte isolante.

Leur présentation correspondra à l'usage qu'on en attend : s'en servir comme d'un véritable instrument de navigation, toujours prêt à fonctionner.

3° *Appareils d'avions.*

Ceux-ci utiliseront le collecteur à deux cadres perpendiculaires mais, en raison de la difficulté d'obtenir une « cardioïde » à bord d'un avion, un deuxième mode de fonctionnement sera probablement utilisé, et il est décrit ci-dessous.

6° *Deuxième mode de fonctionnement.*

Si l'on essaie de faire fonctionner l'appareil indicateur sans antenne, c'est-à-dire avec le diagramme en forme de 8, dû à un cadre récepteur, on constate qu'il ne prend aucune position définie, et la théorie est bien d'accord puisqu'il n'existe aucune dissymétrie d'intensité à 180° près, pour n'importe quelle direction.

Ici nous intercalerons un petit supplément à la théorie indiquée plus haut.

Une cardioïde en courant continu peut se décomposer en un cercle sans action fig. 4 et en un diagramme en 8 dont un des cercles représente un courant de sens quelconque, mettons positif. et l'autre un courant de sens inverse donc négatif.

Ainsi l'appareil indicateur fonctionne en réalité sur ce diagramme et non sur le diagramme cardioïde.

Digitized by Google

On voit que la cardioïde n'est utilisée que comme artifice, afin de pouvoir être décomposée (en courant continu), en les deux diagrammes sus-indiqués.

On voit aussi que sans cet artifice, qui consiste à amplifier des oscillations haute fréquence de phase constante (cardioïde), l'appareil

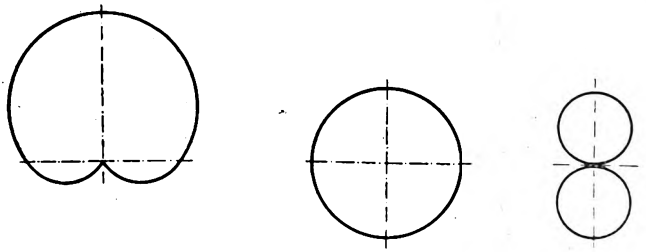


Fig. 4.

ne peut fonctionner, car les détecteurs donnent des courants de sens constant, indépendant de la phase des oscillations détectées. Or le diagramme en forme de 8, dû à un cadre récepteur seul, présente bien une différence de phase à 180° près, mais après détection les deux

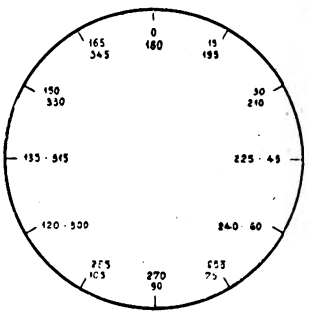


Fig. 5.

cercles qui le constituent sont, en courant continu, de sens constant et sans action dans l'indicateur.

Pour faire fonctionner l'indicateur d'après un diagramme de réception en forme de 8, il faut utiliser l'artifice suivant qui consiste à faire tourner l'électro de l'indicateur à une vitesse double de celle du cadre récepteur.

On voit immédiatement que pour un tour de l'électro, donc du flux, le courant dans le cadre mobile passe par un seul maximum (correspondant à un cercle seulement du diagramme en forme de 8) ; donc

Digitized by Google

l'équipage mobile prend une position d'équilibre définie. Mais on voit aussi qu'au deuxième tour du flux, un deuxième maximum correspondant au deuxième cercle du diagramme en 8, tendra aussi à donner la même position d'équilibre à l'équipage mobile.

Ainsi puisque pour deux positions à 180° d'intervalle du cadre récepteur, l'équipage mobile prend la même position, il y a doute de 180°.

De plus le cadran indicateur fera un tour complet (360°) pour un demi-tour (180°) du champ électro-magnétique reçu, puisque le flux de l'électro tourne à vitesse double de celle du cadre récepteur.

Le cadran sera donc gradué comme l'indique la fig. 5.

Théoriquement, si on introduit cette vitesse double dans les équations, on arrive bien à une position d'équilibre en 2φ, c'est-à-dire que le cadre par rapport à l'origine fait un angle double de l'azimut de l'émetteur.

Ce mode de fonctionnement peut être très utile dans certains cas où il est difficile d'obtenir une cardioïde parfaite, ou bien quand il n'est pas nécessaire de lever le doute de 180°.

Il peut être très utile pour la radiogoniométrie des ondes courtes, permettant de constater et lire, sans aucune manœuvre, les variations de direction du champ, et de trouver facilement la direction moyenne de celui-ci.

7° *Applications.*

Les applications de ce radio-compas peuvent être maintenant toutes celles des radiogoniomètres, car sa précision est aussi grande que celle de ceux-ci, et sa manœuvre bien plus rapide.

Mais il possède des avantages énormes dans certaines applications, qui sont extrêmement importantes pour l'avenir. D'une façon générale quand il est monté sur un élément mobile, qui relève constamment un émetteur mobile, ou fixe, ou quand il est installé à poste fixe pour relever constamment un émetteur mobile, son emploi est indispensable.

Voici quelques-unes de ses applications :

1° Guider un avion (ou un bateau) vers un poste émetteur.

C'est le moyen de guidage des avions le plus sûr et le plus pratique, pouvant s'étendre facilement à 500 et même 1000 km de distance pour des émetteurs normaux.

Dans l'*Onde électrique* n° 67 juillet 1927 et n° 75, mars 1928, on trouvera de nombreux détails à ce sujet (voir figure 6).

Digitized by Google

Les avantages de cette méthode sur d'autres systèmes de guidage sont considérables. Tout d'abord, un seul émetteur installé sur un aéroport permet de diriger vers lui des avions venant de toutes les directions à l'entour, c'est-à-dire d'assurer le guidage de toutes les lignes d'aviation qui aboutissent à cet aéroport ; de plus un émetteur ordinaire sans aucune complication convient parfaitement, et encore, à bord de l'avion, aucune opération n'est à effectuer, autre que tenir une direction fixée à l'avance et dont les moindres écarts sont immédiatement visibles par lecture directe.

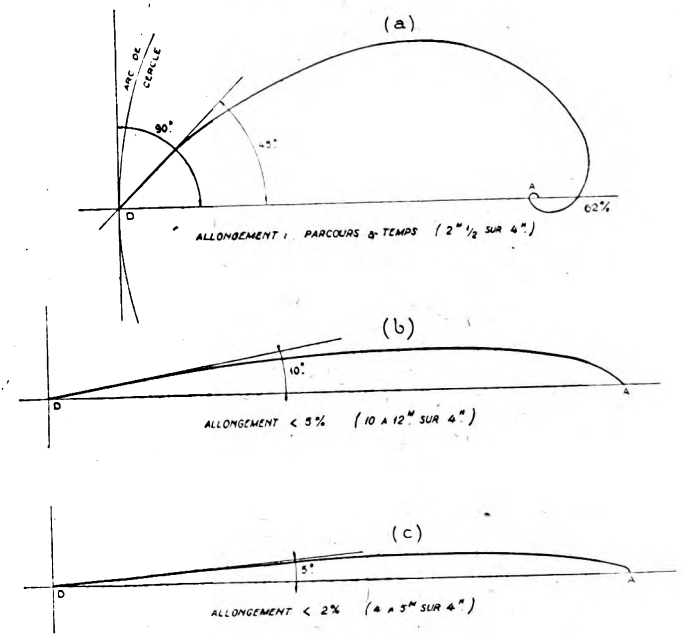


Fig. 6.

D'autre part pour qui sait combien il est désagréable et difficile, à bord d'un avion, ou même d'un petit bateau de prendre un bon relèvement, et en général de faire une opération ou une manœuvre nécessitant une tension d'esprit, on se rend compte du soulagement qu'apporte la présence d'un radio-compas automatique.

Si l'on fait un rapprochement avec d'autres méthodes de guidage préconisées actuellement, on voit que celles-ci sont plus compliquées, nécessitant toujours deux émetteurs spéciaux, soit à cadres, soit à rayons dirigés, reliés synchroniquement ; que de plus, ces émetteurs ne jalonnent qu'une seule route aérienne, et qu'il faudrait en installer un nombre considérable pour jalonner par exemple toutes les lignes

Digitized by Google

qui partent du Bourget (il en résulterait d'ailleurs un brouillage considérable).

Ensuite si les émetteurs sont à cadre tournant, ils n'ont pas de portée, et s'ils sont à faisceau tournant d'ondes courtes, on sait qu'il ne faut pas s'illusionner sur l'étroitesse du faisceau à quelque distance.

La route est donc très mal jalonnée à quelque distance surtout si les émetteurs ne sont pas très éloignés l'un de l'autre.

2° Relever constamment un émetteur mobile, par exemple un avion qui s'approche, on tourne autour d'un aéroport.

3° Le radio-compas peut être utilisé pour la marche en escadre des bateaux ou des avions, dans la nuit ou dans la brume.

Le bateau ou l'avion pilote, qui donne la route, transmet constamment et tous les autres sur lesquels sont installés des radio-compas, le suivent en tenant des angles calculés à l'avance afin de ne pas être à la file dans son sillage.

Cette application est très importante au point de vue militaire.

Les signaux étant très forts, on est assuré d'une précision considérable.

Il est évident toutefois que les éléments de l'escadre doivent se tenir à des distances plus grandes les uns des autres, que lorsqu'ils peuvent se voir.

Conclusion.

Nous pensons avoir réalisé un appareil donnant une grande sécurité avec une précision suffisante, qui dans l'avenir remplacera et complètera le radiogoniomètre sous l'influence des avantages qu'il apporte et de la tendance générale à remplacer les méthodes d'observation indirectes par les méthodes d'enregistrement et de fonctionnement direct automatique.

H. Busignies

Digitized by Google

UN NOUVEAU POSTE DE RADIODIFFUSION A GRANDE PUISSANCE

Par D.-B. MIRK,

des Laboratoires Standard.

La construction des émetteurs de radiodiffusion tend vers la réalisation de stations à grande puissance, fournissant une émission de haute qualité. Trois facteurs principaux ont contribué à son extension.

1° la Radiodiffusion fait partie aujourd'hui de la vie quotidienne d'une nation et doit être considérée à ce titre comme un service public.

Le nombre d'auditeurs qu'elle atteint croît rapidement, la bonne qualité et la puissance s'imposent donc.

2° La limitation aux 84 longueurs d'ondes exclusives de la bande de radiodiffusion, ainsi que leur répartition par l'Union Internationale de Radiophonie impose à chaque nation d'Europe la meilleure utilisation des longueurs d'ondes qui lui sont allouées. La tendance actuelle consiste donc à construire des stations travaillant sur ces longueurs d'ondes dans des conditions de puissance et d'économie maxima.

3° L'efficacité d'une station de radiodiffusion dépend de la surface de la région qu'elle dessert, et lorsque cette région possède une population relativement dense, comme c'est généralement le cas au voisinage des grandes villes, l'augmentation de la puissance de la station émettrice permettra d'atteindre un plus grand nombre d'auditeurs pour une dépense relative unitaire moindre.

Dans le but de répondre à ces conditions, l'International Standard Electric Corporation a étudié un poste de radiodiffusion construit par la Standard Telephones et Cables Ltd. monté et essayé dans leurs ateliers de New Southgate à Londres. La technique la plus récente de la radiodiffusion permet d'obtenir une modulation linéaire de 100 %. Les avantages d'une profonde modulation ne sont pas toujours compris et nous pensons que quelques éclaircissements peuvent trouver place dans cet article.

L'éther est soumis continuellement à des perturbations électriques, et si leur fréquence est du même ordre que celle de l'onde

Digitized by Google

porteuse, le poste récepteur les recueille en même temps que la fréquence porteuse. Les parasites battant avec la fréquence porteuse de la même manière que les bandes latérales produisent les bruits bien connus de tous les postes récepteurs. Le bruit est donc proportionnel à l'onde porteuse et par conséquent on doit s'efforcer d'augmenter l'amplitude des bandes latérales, ce qui permet d'accroître l'intensité du signal reçu, sans augmenter le bruit l'accompagnant, inconvénient plus ou moins inévitable lorsqu'on accroît l'amplitude de l'onde porteuse.

Il est bien connu que pour une modulation de 100 % la puissance moyenne est 1,5 fois celle de l'onde porteuse et que la puissance atteint une valeur maxima égale au quadruple de la puissance de l'onde porteuse. Cette valeur maxima constitue le facteur déterminant la puissance nominale de tout émetteur de radiodiffusion. Pour une modulation de 100 %, il faudra fixer la puissance de l'onde porteuse non modulée au quart de la puissance maxima disponible. Pour des pourcentages plus faibles de modulation, la puissance porteuse pourra être augmentée dans le même rapport, pourvu que l'appareillage soit prévu pour supporter l'accroissement de puissance moyenne consécutif à l'accroissement d'intensité de l'onde porteuse pour un pourcentage inférieur de modulation.

Par conséquent pour une puissance maxima donnée, on doit décider si l'émetteur doit travailler avec une onde de grande intensité et un faible pourcentage de modulation ou avec un pourcentage maximum de modulation et une puissance porteuse moindre.

On peut mettre en évidence le fait que la modulation est d'autant plus profonde que l'onde porteuse est moins intense, ce qui entraîne une amélioration de la réception du signal. Comme on l'a dit plus haut le rapport intensité du signal reçu intensité du parasite est plus grand dans les conditions de modulation maxima. L'équipement par conséquent a été étudié pour une modulation linéaire de 100 %.

La puissance maxima disponible correspond au point le plus haut le rapport intensité du signal reçu-intensité du parasite est 180 Kw. Il s'en suit que la puissance porteuse dans l'antenne permettant une modulation linéaire de 100 % est de 45 Kw. Les essais ont montré qu'il était possible d'obtenir une telle modulation avec une puissance porteuse de 50 Kw.

Digitized by Google

Construction des Postes émetteurs de Radiodiffusion.

On a vu que les directives, du point de vue service public, consistaient en la réalisation d'un poste de radiodiffusion de haute qualité avec le minimum d'interférence. Il paraît par conséquent nécessaire, d'établir le poste de radiodiffusion conformément aux desiderata du public. Cela revient à dire que, puisque les meilleurs postes récepteurs actuels ne travaillent que sur une bande de fréquences, comprise approximativement entre 50 et 5.000 périodes, un émetteur capable de reproduire correctement cette bande de fréquences répondra aux demandes. Néanmoins du fait que la technique de la réception de haute qualité est universellement appréciée tant par les auditeurs que par les constructeurs, les défauts des postes récepteurs seront sans aucun doute graduellement éliminés et par conséquent le poste de radiodiffusion devra être étudié de façon à répondre aux conditions requises par les auditeurs.

Il est généralement admis que l'oreille humaine normale ne perçoit pas musicalement les fréquences inférieures à 30 ou supérieures à 10.000 périodes. On peut donc affirmer qu'un émetteur capable de reproduire cette bande de fréquences répondra à toutes les conditions futures qui constituent par conséquent les directives de la construction moderne.

La radiodiffusion doit être considérée comme une entreprise commerciale et en ce sens les questions économiques jouent naturellement un rôle important dans l'étude de l'émetteur. En effet l'appareil doit posséder un bon rendement du point de vue consommation, un fonctionnement simple, et être étudié de telle sorte que les risques d'interruptions d'ordre technique soient réduits au minimum.

Enfin, toutes les précautions seront prises pour éviter les interférences de toute nature avec d'autres postes émetteurs de radiodiffusion ou commerciaux.

Pour répondre à ces conditions, l'émetteur devra posséder les qualités suivantes :

a) *Haute qualité de transmission.*

Du point de vue technique, ceci implique que les circuits d'entrée de l'émetteur aient une caractéristique sensiblement linéaire pour la bande de fréquences 30 à 10.000 périodes et que l'émetteur soit susceptible de moduler sans distorsion à 100 %. L'onde porteuse rayonnée doit être stable.

Digitized by Google

de sortie et l'antenne artificielle. Cette disposition permet d'éloigner les groupes convertisseurs. En outre, l'appareillage de redressement à 12 000 volts, le transformateur à haute tension, la bobine de filtre, les condensateurs, etc... étant placés dans la même cabine fermée, les longueurs de toutes les connexions sont réduites au minimum, ce qui permet d'éviter toute interférence de haute fréquence pouvant entraîner des bruits d'onde porteuse.

Tous les câbles des différents circuits de puissance sont sous plomb et placés dans des caniveaux. Les seuls barres collectrices visibles sont les connexions haute fréquence et celles de sortie. Toutes ces barres collectrices affectent la forme de lignes de transmission en tubes de cuivre concentriques dont le conducteur extérieur est mis à la terre.

L'idée fondamentale envisagée dans la construction de la station consistait à bien séparer l'appareillage radioélectrique des appareils d'alimentation. On s'est imposé en même temps des conditions de simplicité et de facilité du service et, de ce fait les tableaux d'énergie ont été disposés de telle sorte que l'opérateur des groupes radioélectriques puisse également contrôler tout le dispositif d'alimentation.

Equipement d'entrée de courant téléphonique.

La fonction de cet équipement est de recueillir la parole ou la musique au studio, de la transformer en énergie électrique, d'amplifier cette énergie à un niveau convenable pour la transmettre à l'émetteur et de fournir des facilités de contrôle de ce niveau et de mesure de qualité. On dispose dans le studio d'un microphone condensateur monté avec son amplificateur sur un piédestal. Les courants à fréquence audible traversent un amplificateur à 3 étages basse fréquence avant d'atteindre l'émetteur. Cet amplificateur, les appareils de contrôle, de mesure, les dispositifs de réception et de surveillance, sont montés dans le panneau de contrôle (fig. 6) devant lequel un opérateur est assis, face au milieu du pupitre.

L'appareil est monté sur des panneaux d'acier, il comporte trois parties. Le panneau supérieur de la section de gauche est l'indicateur de volume qui permet à l'opérateur de contrôler l'amplification du courant téléphonique de manière à limiter les grandes variations de volume.

Si ce contrôle n'était pas effectué, les variations d'énergie acoustique dans le studio entraîneraient des surcharges fréquentes de

Digitized by Google

l'émetteur ou inversement, l'émission pourrait être à peine entendue. L'indication du niveau de volume est fournie par un appareil de mesure placé dans le circuit plaque d'un tube, ce dernier pour la commodité de l'opérateur est monté sur le panneau de contrôle de volume placé au milieu du panneau du bureau. Endessous du panneau de contrôle de volume se trouve un panneau muni d'ampèremètres mesurant la valeur des différents courants de filament et de plaque. Sous le panneau de mesure se trouve le panneau de signalisation et de contrôle. Une série de jacks est prévue sur ce panneau permettant toutes les facilités de connexion des lignes destinées à la transmission à l'intérieur ou à l'extérieur.

La communication entre le studio et le poste de contrôle est obtenue au moyen de téléphones locaux, l'avertissement est donné par un buzzer monté sur le panneau de signalisation et de contrôle et la commande est effectuée à l'aide d'une clé placée en un point

Fig. 6. — Ensemble de l'équipement d'entrée de courant téléphonique.

quelconque du studio. Dans le studio, le buzzer est remplacé par une lampe.

Tandis que l'ensemble de l'équipement d'entrée de courant téléphonique est prévu pour reproduire uniformément toutes les fré-

Digitized by Google

quences, la caractéristique de la plupart des récepteurs et haut-parleurs est loin d'être linéaire.

Les défauts sont généralement perceptibles sur les basses fréquences. Il est utile, dans ces conditions, de modifier la caractéristique du circuit d'entrée du courant téléphonique, pour renforcer les composantes des fréquences comprises entre 1 000 et 30 périodes.

Un égaliseur spécial placé dans le panneau inférieur de la partie gauche a été également prévu pour effectuer cette modification, tandis que la caractéristique reste effectivement inchangée à partir de 1 000 périodes.

Seule l'expérience peut justifier ce dispositif, une clé placée sur le panneau permet de le connecter ou déconnecter à volonté.

Le panneau supérieur de la partie centrale du bureau comporte 3 étages d'amplification basse fréquence. Les circuits sont établis pour fournir une caractéristique exceptionnellement favorable sans aucune distorsion. Un panneau séparé, placé sous le panneau d'amplification, comporte des potentiomètres qui permettent d'obtenir des variations de volume avec le maximum de souplesse, par petits

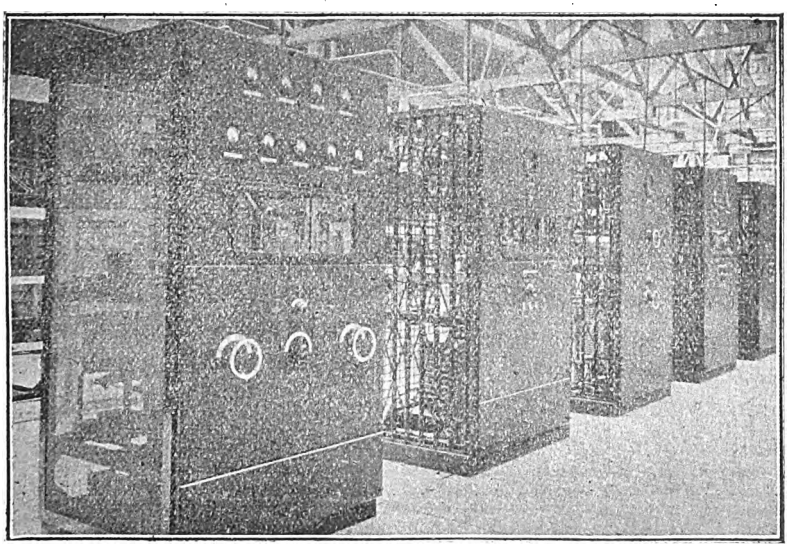


Fig. 7. — Ensembles de l'émetteur radiotéléphonique.

bonds égaux; le fonctionnement des potentiomètres est silencieux.

Le panneau supérieur de la section droite constitue le panneau récepteur comprenant un détecteur et deux étages d'amplification

Digitized by Google

basse fréquence. Sous le panneau récepteur se trouve le panneau amplificateur de surveillance comportant un étage d'amplification alimentant un haut parleur du type cône. L'opérateur doit non seulement observer le volume, mais aussi assurer un contrôle continu de la qualité des courants téléphoniques fournis à l'émetteur, dans le but de déceler toute distorsion due à la surcharge de l'amplificateur de courants téléphoniques, de telle sorte qu'il lui soit possible d'apprécier toute distorsion provenant du studio. Il doit apprécier le volume de l'émission de telle sorte qu'une comparaison rapide des courants d'entrée et de sortie lui permette de noter toute distorsion provenant de l'émetteur.

L'expérience a montré qu'il est désagréable pour l'opérateur d'écouter continuellement au casque et qu'en peu de temps, il devient incapable de saisir les petites imperfections musicales. Pour cette raison, le haut parleur type cône est utilisé pour le contrôle du panneau d'amplification, ou du panneau de réception, de telle sorte qu'une comparaison acoustique rapide puisse être faite entre les courants téléphoniques de sortie et ceux de l'antenne.

Le Poste émetteur.

La figure 7 représente le poste émetteur, les 5 unités visibles de gauche à droite, sont l'oscillateur-modulateur, l'amplificateur de puissance du premier étage, le circuit entre-étage et les deux amplificateurs de puissance du deuxième étage. Pour des raisons d'accessibilité et d'entretien, l'équipement en unités séparées, d'une telle puissance, possède de grands avantages. Chaque élément est complètement fermé, accessible par des portes munies d'interrupteurs de sûreté. Aucune tension élevée n'est appliquée si la porte n'est pas fermée, et les opérateurs travaillent en parfaite sécurité. Les panneaux de front sont en ardoise noire polie.

L'oscillateur-modulateur contient tout l'appareillage nécessaire pour :

a) la génération de l'onde porteuse de haute fréquence et de faible puissance.

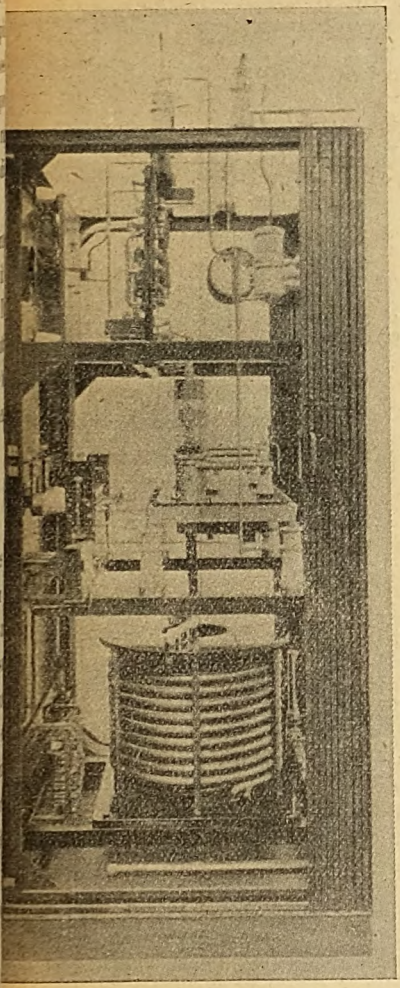
b) la modulation de l'onde porteuse par les courants téléphoniques.

c) l'amplification de l'énergie modulée à un niveau suffisant pour être appliquée à la grille de l'amplificateur de puissance du premier étage.

L'onde porteuse est produite à faible puissance par un maître-

Digitized by Google

oscillateur contrôlé par quartz. Afin d'obtenir la stabilité maxima de fréquence, la température du coffret contenant le maître-oscillateur est maintenue constante à l'aide d'un thermostat sensible. En outre, le coffret contenant le maître-oscillateur est com-



. 8. — Vue latérale de l'amplificateur du 1er étage.

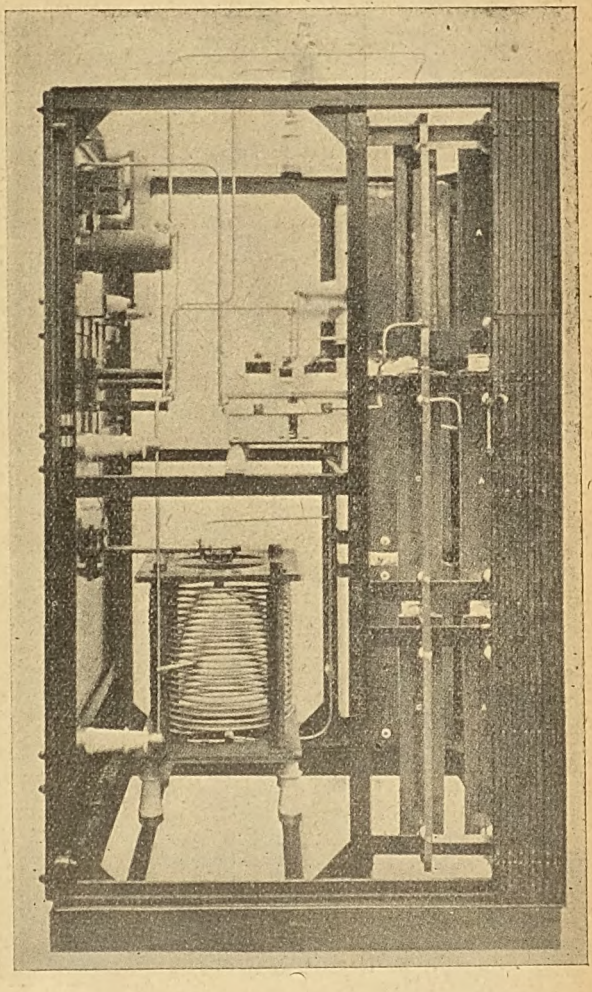


Fig. 9 — Vue latérale de l'étage intermédiaire.

plètement protégé des champs extérieurs. Un étage de couplage est inséré après le maître-oscillateur, dans le but d'éviter sur celui-ci toute variation de charge de l'amplificateur modulé, au cours de la modulation. Cet étage de couplage appelé « maître sé-

Digitized by Google

parateur » comporte un tube de 50 w. travaillant à faible charge. Il a pour but d'offrir une impédance constante au courant de sortie du maître-oscillateur. En tolérant pour ce dernier une variation de 10 % des tensions plaque et de filament, la variation de fréquence sera inférieure à 10 périodes. Le contrôle par cristal peut être mis

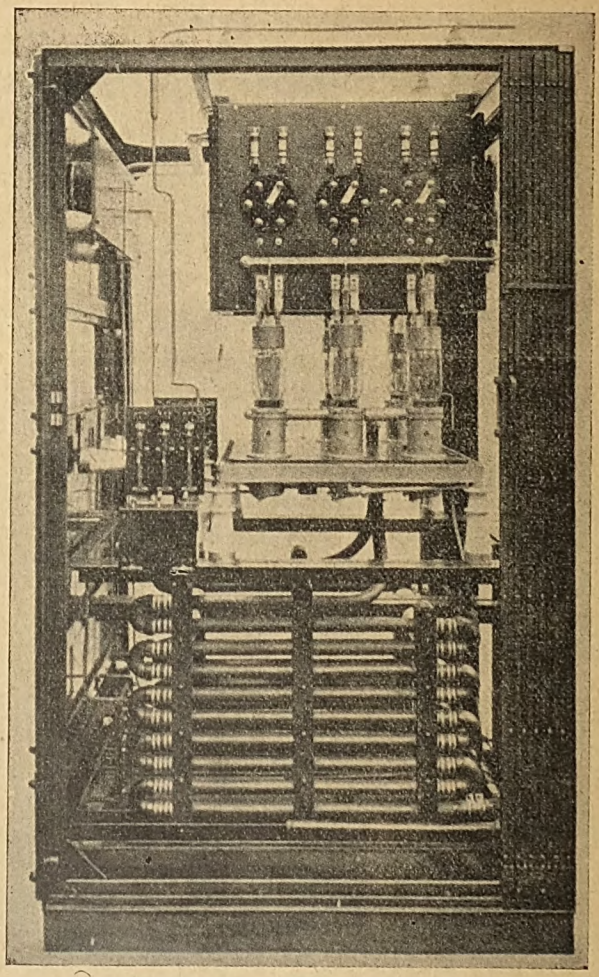


Fig. 10. — Vue latérale de l'amplificateur du 2e étage.

hors circuit et l'oscillateur peut être employé dans un circuit auto-excitateur si cela est nécessaire. La construction est telle qu'une très bonne stabilité de fréquence est obtenue même s'il est employé comme oscillateur autoexcitateur.

Le tube modulateur de 250 w. est alimenté par un tube de 50 w.

Digitized by Google

amplifiant le courant téléphonique, les circuits étant prévus pour fournir une reproduction parfaite sur une bande complète de fréquences audibles. L'amplificateur modulé étant alimenté par le courant, à haute fréquence, provenant du maître-séparateur par l'intermédiaire d'un potentiomètre à résistance, comporte un tube de 50 w. modulé par le courant de sortie du modulateur. Un amplificateur intermédiaire de haute fréquence, contenant trois tubes de 250 w. en parallèle élève l'énergie au niveau nécessaire pour être appliqué aux grilles de l'amplificateur de puissance du premier

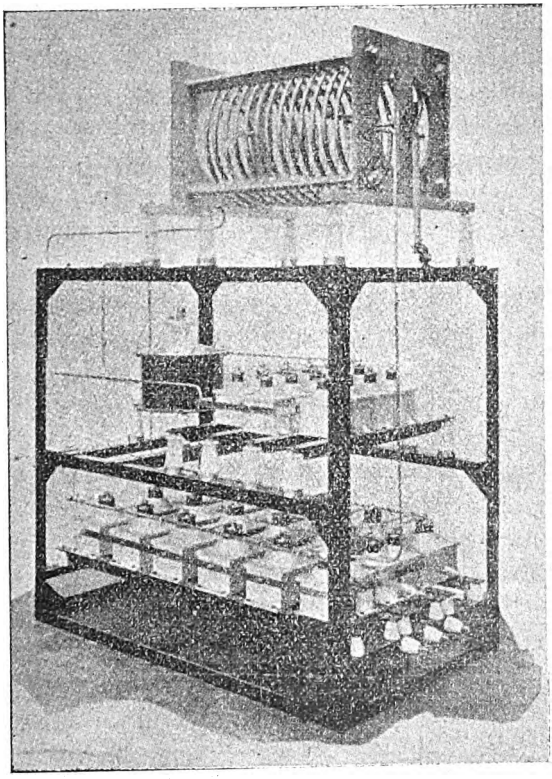


Fig. 11. — Circuit de sortie.

étage. Des précautions ont été prises dans l'oscillateur-modulateur pour que l'onde porteuse soit entièrement dénuée de résidus de filtrage. Les sources de courants de plaque, de grille et de filament, de tous les tubes, sont pourvues de dispositifs supprimant les ondulations de courant. L'unité est complètement protégée de toute interférence extérieure.

Digitized by Google

L'amplificateur de puissance comporte les quatre autres éléments ainsi que le circuit de sortie. Deux étages d'amplification de puissance sont nécessaires pour porter le courant de sortie de l'oscillateur-modulateur à un niveau suffisant pour l'alimentation de l'antenne. On a utilisé 14 tubes à refroidissement par eau dont chacun peut fournir 15 kw sous 12 000 volts. L'eau est conduite aux plaques au moyen de serpentins en caoutchouc d'une longueur suffisante pour réduire autant que possible les pertes à la terre. Chaque tube est muni d'une bobine de stabilisation permettant d'éviter toute réaction entre tubes.

L'amplificateur de puissance du premier étage comporte deux tubes en parallèle et le deuxième étage se compose de deux éléments contenant six tubes également en parallèle. L'étage II reçoit l'énergie de l'étage I par l'élément intermédiaire. Normalement les deux éléments de l'étage II fonctionnent en parallèle, mais au moyen d'un dispositif simple de commutation, il est possible d'employer un élément de six tubes, la puissance dans l'antenne étant par conséquent divisée par 2. La commutation est prévue de telle façon qu'aucune tension ne soit appliquée à l'élément qui n'est pas en service; donc en présence d'une défectuosité quelconque de l'amplificateur de puissance du deuxième étage, il est possible d'isoler le groupe considéré et de travailler sur l'autre groupe en faisant les réglages ou substitutions nécessaires sans interruption du programme. Les fig. 8, 9 et 10 donnent des vues de profil de l'amplificateur du premier étage, du circuit entre étage et d'un élément de l'amplificateur du deuxième étage.

Les deux éléments du deuxième étage sont alimentés par un dispositif spécial, permettant d'éviter les causes de sifflement. Ce dispositif est prévu de manière à présenter une faible impédance aux courants provenant du premier étage, mais il oppose une haute impédance à toute oscillation parasite se produisant entre les deux éléments à 6 tubes.

Le circuit de sortie est monté sur un châssis (fig. 11) logé dans une cabine munie de fermetures de sûreté, et située derrière les éléments à haute fréquence. Les condensateurs de couplage, d'accord et d'antenne sont connectés à leurs barres omnibus respectives par des connexions amovibles, permettant d'obtenir la valeur correcte de capacité correspondant à une longueur d'onde donnée.

Le condensateur d'accord est divisé en deux parties travaillant conjointement avec l'interrupteur. En manœuvrant l'interrupteur,

Digitized by Google

il devient possible de doubler l'impédance du circuit de sortie, ce qui permet d'introduire l'impédance convenable dans l'amplificateur du deuxième étage, dans le cas où on n'utilise qu'un seul groupe de tubes. L'accord du circuit intermédiaire se fait en réglant les inductances par des volants, placés en avant des éléments de l'oscillateur-modulateur et des éléments intermédiaires. Le circuit de sortie est finalement accordé en faisant varier l'inductance au moyen d'une manette extérieure au bâti du circuit de sortie.

Les tubes et tous les éléments coûteux de l'installation sont entièrement protégés, mais en même temps, toutes les considérations possibles ont été envisagées dans le but de réaliser un groupe donnant toutes facilités de service continu. Tous les moyens ont été prévus pour localiser rapidement les défectuosités, de telle manière que toute interruption du service puisse être corrigée sans difficulté aucune. Tous les tubes de l'installation sont protégés contre les surtensions de plaque à l'aide de relais placés dans ces circuits. Dans l'amplificateur de puissance utilisant des tubes à refroidissement par eau, un relais séparé est associé à chaque tube; dans le cas de surcharge, ces relais suppriment la tension plaque des tubes. Les tubes sont protégés contre les tensions de filament, de grille et de plaque. On a prévu également un thermomètre pour contrôler la température de l'eau; il peut automatiquement couper les tensions de filament, de grille et de plaque, dès que la température dépasse une certaine limite. Des éclateurs sont prévus dans tout l'appareillage, ils fonctionnent dans le cas de tensions excessives et suppriment les tensions de plaque des tubes.

Alimentation.

L'installation est prévue pour une alimentation sous 415 volts en triphasé — 50 périodes.

Les tubes employés dans l'oscillateur modulateur sont des tubes à refroidissement par l'air, fonctionnant sous des tensions plaque de 800 et 1 600 volts. L'alimentation des filaments, grilles et plaques des tubes d'oscillateur-modulateur est faite à l'aide de machines. Tous les tubes de l'amplificateur de puissance sont à circulation d'eau, et sont également alimentés en courant de filament et de grille par des machines, la tension plaque de 12 000 volts étant fournie par un redresseur thermionique à haute tension.

Moteurs générateurs.

On emploie deux moteurs générateurs. L'équipement n° 1 com-

Digitized by Google

porte deux générateurs couplés directement à un moteur à cage d'écureuil. L'un des générateurs possède un collecteur double et fournit des tensions continues de 800 et 1 600 volts aux plaques des tubes de l'oscillateur modulateur. Le second générateur alimente en courant continu les filaments des tubes de l'oscillateur-modulateur, ainsi que les différents circuits de contrôle.

L'équipement n° 2 possède deux générateurs couplés directement à un moteur à cage d'écureuil. Un générateur fournit aux filaments des tubes de l'amplificateur de puissance un courant continu de 24 volts, l'autre fournit la tension de polarisation de grille pour tous les tubes de l'installation.

Le moteur générateur est généralement construit de manière que les ondulations du courant redressé soient très réduites, d'ailleurs des circuits de filtrage sont prévus partout pour les atténuer autant que possible, dans le but d'obtenir une onde porteuse très pure.

Tension plaque de 12 000 *volts.*

Le courant continu total d'alimentation des plaques des tubes à refroidissement par eau de l'amplificateur de puissance est de l'ordre de 14 amp. Il est obtenu en portant le courant alternatif à la tension nécessaire et en le redressant à l'aide d'un redresseur thermionique. Un circuit filtre approprié réduit les résidus de filtrage. L'émetteur est prévu pour être alimenté en triphasé; il est évident que la suppression de ces résidus de filtrage serait améliorée par l'emploi d'un redresseur multiphasé. Chaque phase nécessite l'emploi d'un tube. Pour un appareil de ces dimensions, des considérations économiques limitent le nombre de tubes à 6. Dans le cas d'un redresseur à six phases, le courant passe dans chaque tube, théoriquement pendant un sixième de période, tandis que pour un redresseur triphasé, le courant ne passe que pendant un tiers de période. De ce point de vue, le redresseur à six phases est moins efficace que le redresseur triphasé. Néanmoins les avantages des systèmes de redressement pour six et trois phases peuvent être réalisés dans le système triphasé en étoile double. Ce système a donc été adopté comme on peut le voir figure 2. Ce montage contient principalement deux redresseurs triphasés en parallèle, comportant un transformateur tel que les deux étoiles secondaires soient déphasées de 180°. Le courant total traversant chaque redresseur doit être maintenu constant de telle manière que chacun fonctionne comme un véritable redresseur triphasé, résultat qui peut être obtenu à

Digitized by Google

l'aide d'une bobine de choc placée à la sortie de chaque redresseur, ou plus économiquement, en utilisant une bobine de choc connectée entre les deux points milieux de l'étoile. la sortie du redresseur s'effectuant par le point milieu de cette bobine. Les courants continus des deux moitiés de la bobine de choc sont opposés l'un à l'autre, de telle sorte qu'aucun flux ne traverse la bobine.

La fonction de cette bobine est d'éviter que les résidus de filtrage ne traversent le circuit, composé de deux redresseurs triphasés en série; la bobine principale évitant que ceux-ci soient parcourus par des courants de cette nature, seuls les harmoniques pairs apparaissent au point milieu de la bobine de choc. Les harmoniques impairs de la fréquence du courant d'alimentation ont des phases opposées dans lès deux moitiés du redresseur, et par conséquent s'annulent. Avec un courant d'alimentation triphasé à 50 périodes, la fréquence la plus basse apparaissant dans l'onde redressée est la fréquence 300, mais l'amplitude de sa tension n'est que 5,7 % de la tension continue.

Les résidus de filtrage à 150 périodes apparaissant dans le redresseur simple triphasé sous une amplitude de tension égale à 25 % de la tension du courant continu sont aussi éliminés.

Le système triphasé en étoile double donne par conséquent le même pourcentage de résidus de filtrage que le redresseur hexaphasé et il est aussi efficace que le redresseur triphasé, du fait que chaque tube débite pendant un tiers de période.

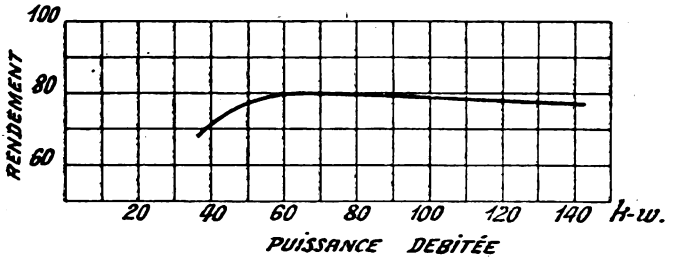


Fig 12. — Courbe de rendement de l'ensemble redresseur à valves pour H.T.

La figure 12 met en évidence le rendement mesuré de 77 %, pour un courant de sortie de 14 ampères sous 12 000 volts c. c., le rendement étant considéré comme le rapport du courant continu à la sortie du redresseur au courant d'entrée du transformateur à haute tension, compte tenu de la puissance dissipée dans les filaments du redresseur.

Digitized by Google

Le redresseur contient un transformateur à haute tension, une bobine de self entre phases, un régulateur d'induction, un redresseur et un filtre. Le transformateur est muni d'un interrupteur et de connexions sur le primaire, permettant d'obtenir des variations

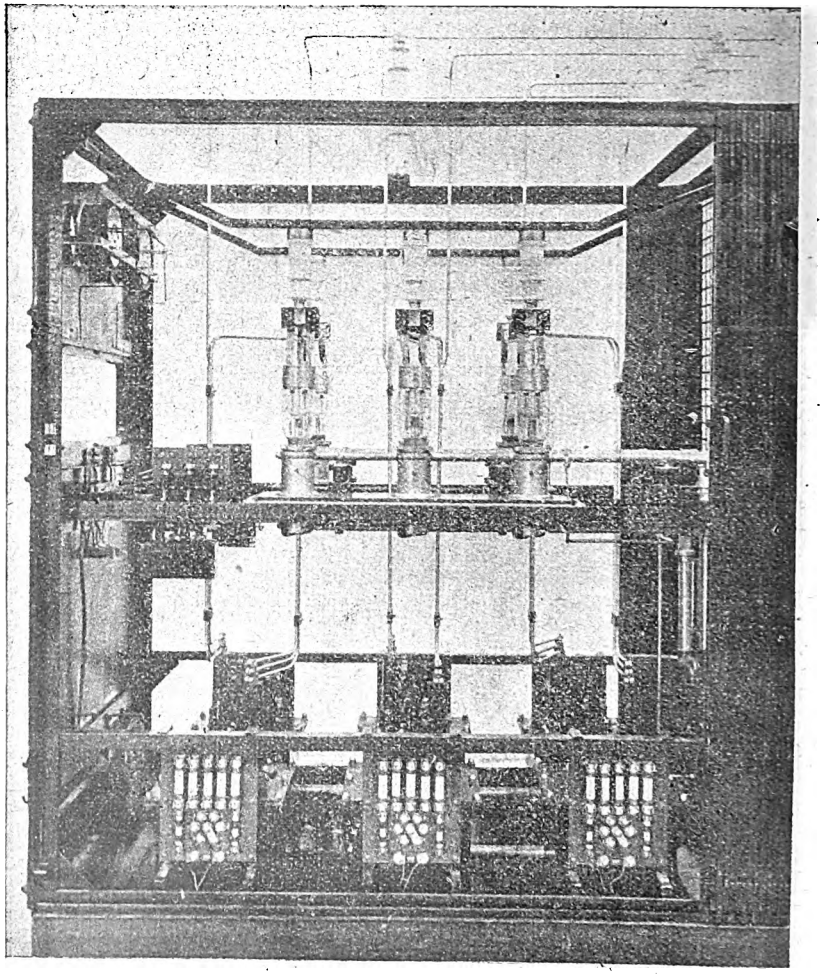


Fig. 13. — Vue latérale de l'ensemble redresseur.

de la tension du courant plaque, comprises entre 4 800 et 12 000 volts, en 10 bonds. Il est donc possible d'obtenir une tension continuellement variable de 4 800 à 12 000 volts. L'adjonction de ces commutateurs et du régulateur d'induction, ainsi que la possibilité de travailler avec un ou deux groupes de six tubes permettent de

Digitized by Google

réaliser une grande souplesse d'émission. De plus le contrôle précis de la tension de plaque par le régulateur d'induction a pour résultat de maintenir constante la puissance de la station, pendant toute la durée d'un programme.

Les 6 tubes à circulation d'eau, les 6 transformateurs d'alimentation des filaments, et les appareils associés, sont rassemblés dans le redresseur visible fig. 13. Dans le cas d'un redresseur à grande puissance, utilisant des tubes à circulation d'eau, la construction est simplifiée en connectant la plaque du redresseur à la terre, ce qui évite l'utilisation de serpentins d'isolement des plaques.

Pour l'alimentation du filament, chaque tube est pourvu d'un transformateur séparé à haut isolement, les filaments étant portés à un potentiel élevé, continu ou alternatif, le primaire des transformateurs étant connecté au courant d'alimentation sous 415 volts. Les tubes sont protégés contre la surcharge de courant, la température excessive de l'eau de refroidissement et l'arrêt de la circulation de la même manière que les tubes de l'amplificateur de 15 kw refroidis à l'eau.

Le filtre consiste en une bobine de choc immergée dans l'huile, et en un condensateur à haute tension prévu pour le filtrage du courant continu à 12 volts à moins de 0,1 %. Sa capacité est de 15 μF. On a adopté cette valeur élevée non seulement du point de vue filtrage, mais aussi pour réduire l'impédance offerte aux courants de fréquence audible. Cette basse impédance s'oppose à la variation du courant de plaque à 12 000 volts, et par conséquent à une remodulation et à une distorsion successives.

Tableau d'énergie et de contrôle.

Ce tableau se compose de quatre panneaux d'ardoise polie ali-

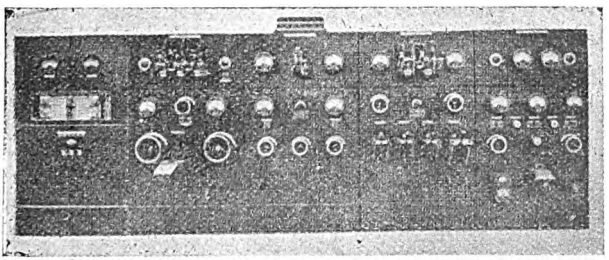


Fig. 14. — Vue de face du panneau de commande.

gnés à côté du redresseur (fig. 14). Les panneaux sont disposés de

Digitized by Google

telle sorte que le poste est mis en marche par une série d'opérations successives, effectuées du premier au quatrième panneau. A

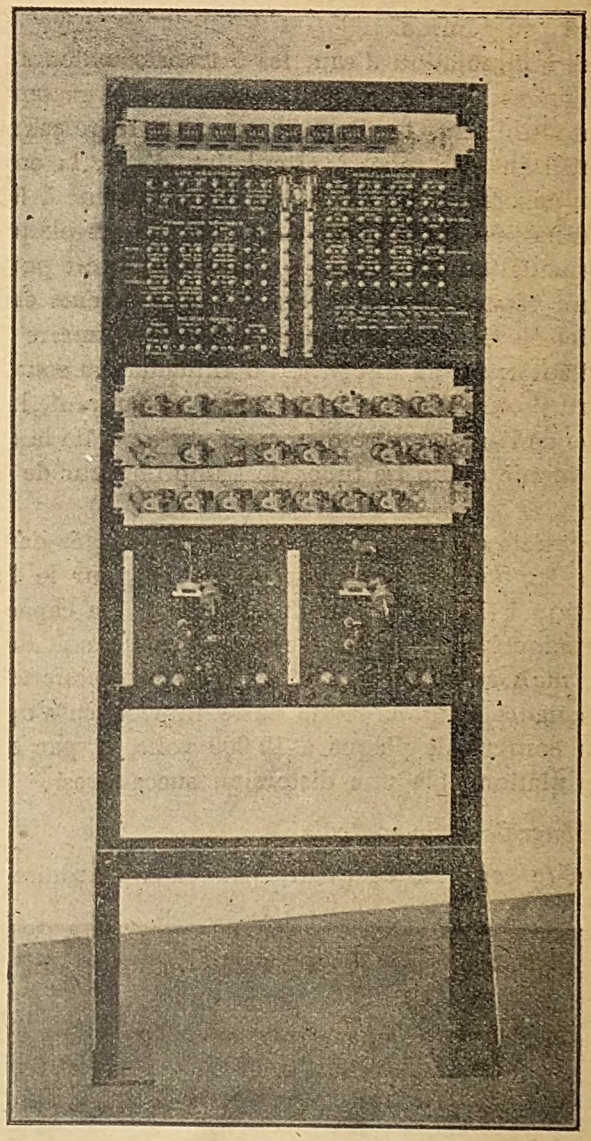


Fig. 15. — Bâti du relais vu de face.

l'arrière de chaque panneau, l'appareillage de distribution et de contrôle est rassemblé dans un bâti en fer. Le tableau de puissance et de contrôle ainsi que l'appareil redresseur constituent un élé-

Digitized by Google

ment complet de 6,5 m. de longueur et 2,5 m. de hauteur. Le contrôle de tous les circuits de puissance, et toutes les opérations normales de commutation et de réglage sont faites sur ce tableau. Le courant continu d'alimentation des filaments peut être facilement contrôlé par les rhéostats de champ, permettant un chauffage progressif, avant l'application de la tension de plaque. De même, une résistance triphasée permet de contrôler le courant alternatif chauffant les filaments des tubes du redresseur.

Tous les relais de contrôle et de protection sont montés sur un panneau central, et accessibles à l'arrière du panneau d'interrupteurs, afin que, dans le cas de dérangement des dispositifs de contrôle et de protection, il soit possible d'en déterminer immédiatement les causes par des essais faciles.

La face avant du bâti de relais est visible fig. 15. La fonction principale consiste à assurer la distribution des courants de filament, de grille et de plaque, dans un ordre correct de succession, et à supprimer les tensions correspondantes dans le cas de dérangement. En un mot le fonctionnement du circuit de contrôle et de protection consiste à supprimer la haute tension dans le cas d'interruption du courant de filament ou de grille, d'ouverture d'une des portes, de surcharge ou de causes soudaines diverses. Il sert également à supprimer la tension de grille dans le cas d'interruption de la tension de filament; et aussi à supprimer la tension de filament dans le cas d'arrêt ou d'insuffisance de la circulation d'eau ou de température excessive.

A la partie supérieure du tableau de distribution se trouve un groupe de lampes d'avertissement munies d'une plaque indicatrice précisant la fonction de chaque lampe. Dès que l'un des dérangements mentionnés se manifeste, une lampe s'allume, localisant immédiatement la nature du dérangement. La tension ne peut être réappliquée avant l'extinction de la lampe, c'est-à-dire avant que le dérangement soit réparé.

Une pendule électrique permet une lecture directe du nombre d'heures de travail du filament et de la plaque de chaque tube. Le tableau d'interrupteurs de puissance et de contrôle est encastré dans le mur, de telle sorte que tous les appareils de distribution se trouvent placés dans une pièce adjacente et l'accès n'en est possible que par une porte de sûreté.

Circulation d'eau.

On a prévu 9 litres par minute et par tube, soit une provision

Digitized by Google

totale de 180 litres par minute. Le refroidissement efficace d'une telle quantité d'eau constitue également un problème qui peut être résolu de plusieurs manières suivant les conditions locales. Dans le but d'éviter la formation de dépôts sur les plaques, il est recommandé d'utiliser de l'eau distillée ou de l'eau de pluie; étant donné le prix trop élevé de la première et l'insuffisance de la deuxième dans certaines régions, le système adopté doit être aussi efficace que possible pour éviter les pertes par évaporation.

Pour les essais et le fonctionnement du poste de New Southgate, Londres, où l'on dispose d'une quantité d'eau suffisante, le système de refroidissement comporte un système de circulation d'eau comprenant une moto pompe, une cuve surélevée, une cuve au niveau du sol, un filtre, une tuyauterie. La cuve surélevée contient 2 700 litres, l'autre 22 700 litres. L'eau est amenée au moyen d'une pompe, de la cuve inférieure à la cuve supérieure, située à 15 mètres au-dessus du sol. Lorsque l'appareil est en marche l'eau s'écoule par son propre poids de la cuve surélevée vers les lampes, et retourne à la cuve inférieure au travers de laquelle elle doit circuler avant d'être réutilisée.

Un dispositif comportant deux flotteurs se trouve dans la cuve surélevée. Lorsque le niveau de celle-ci s'abaisse, le flotteur supérieur provoque la fermeture de deux contacts qui commandent la pompe. La pompe fonctionne jusqu'à ce que l'eau de la cuve surélevée atteigne le niveau convenable. Le deuxième flotteur est disposé de telle sorte que lorsque l'eau s'abaisse au-dessous d'un certain niveau, deux contacts s'ouvrent provoquant l'arrêt de la moto pompe. Donc dans le cas d'interruption grave du système de refroidissement il existe une provision suffisante dans la cuve permettant le refroidissement des plaques.

Ce système fonctionne d'une façon très satisfaisante. Toutefois, il a le défaut d'exiger une cuve de grand volume exposée à l'air, et dans des conditions telles que les impuretés peuvent souiller l'eau, ce qui peut causer soit l'arrêt de la circulation d'eau dans les filtres, soit le dépôt de sédiments sur les plaques. De plus le fonctionnement satisfaisant du système dépend du rayonnement des calories à la surface de la cuve et peut n'être pas suffisant dans les pays chauds. On propose par conséquent l'emploi d'un autre système à double circulation d'eau. Dans ce système, le courant d'eau primaire circule dans des tubes en bronze, refroidis eux-mêmes par l'eau d'un étang, ou d'une rivière, s'il en existe aux environs. Avec

Digitized by Google

ce système, il suffit de disposer d'une quantité relativement insignifiante d'eau pure distillée ou de pluie. L'eau de circulation secondaire peut n'être pas absolument pure. On a prévu deux pompes, l'une faisant circuler l'eau dans le circuit primaire, l'autre dans le circuit secondaire.

Dispositif de surveillance.

Etant donné qu'il est de première importance que les opérateurs puissent juger la qualité de l'émission, ils peuvent disposer à cet effet d'appareils de surveillance montés en dérivation sur le circuit de sortie et comportant un tube de 50 watts, monté en diode, débitant sur une résistance non-inductive et comportant un haut-parleur du type cône. Le dispositif de surveillance a une caractéristique réellement linéaire entre 30 à 10.000 périodes.

Résultats.

Pour éviter l'interférence avec les radiodiffusions de Londres, il

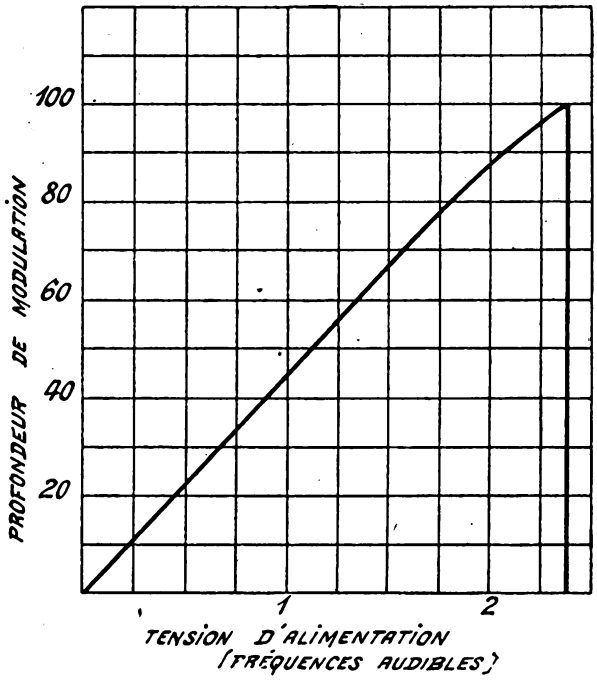


Fig 16. — Caractéristique de modulation.

a été nécessaire de faire la plupart des essais sur une antenne artificielle. Celle-ci comporte une inductance variable, une capacité va-

Digitized by Google

riable, une résistance variable non inductive, capable de dissiper 75 Kw. complètement modulés correspondant à une puissance porteuse de 50 Kw.

La fig. 16 donne la caractéristique de modulation pour la fré-

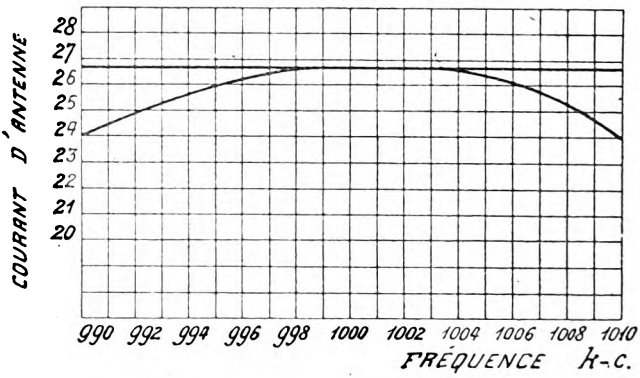


Fig. 17. — Caractéristique pour toute la largeur de la bande transmise par l'émetteur.

quence 1.000 et pour une puissance non modulée de 50 Kw. Ceci prouve que le transmetteur est capable de modeler linéairement à 100 %. L'émetteur idéal donnerait ce résultat pour toutes les fréquences audibles entre 30 et 10.000 périodes, c'est-à-dire que, pour un courant téléphonique constant, le courant dans l'antenne serait constant pour toute fréquence comprise entre 30 et 10.000 périodes. Ceci exige tout d'abord que les circuits de haute fréquence soient tels qu'ils laissent passer également les fréquences inférieures et supérieures de 10.000 périodes à l'onde porteuse. La fig. 17 met en évi-

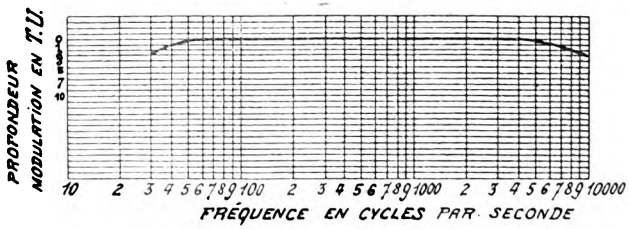


Fig. 18. — Caractéristique en fonction de la fréquence de tout l'ensemble de l'émetteur

dence la caractéristique de l'émetteur qui, bien que non linéaire est très satisfaisante. Ensuite, il est nécessaire que les circuits de

Digitized by Google

basse fréquence et ceux de haute fréquence laissent passer également toute les fréquences comprises entre 30 à 10.000 périodes. La fig. 18 représente la caractéristique principale du transmetteur sur cette bande de fréquences audibles, pour une modulation de 100 % à 1 000 périodes. La différence avec une caractéristique linéaire est trop faible pour être sensible à l'ouïe la plus fine.

Le rendement total, c'est-à-dire le rapport entre la puissance d'antenne et la puissance totale absorbée au secteur, atteint 20 % environ. Ce rendement peut être considéré comme bon pour une installation de radiodiffusion de premier ordre, et d'une telle puissance.

Il est bien connu que le fonctionnement d'un certain nombre de tubes en parallèle entraîne quelques difficultés. On a donc pris toutes les précautions dans la construction de cet appareil pour réduire ces difficultés au minimum. Dans ce but, des dispositifs sont prévus pour éviter les oscillations entre tubes ou entre les deux groupes des tubes du dernier étage. De plus, il a été prévu que l'effet « Rocky Point » pourrait provoquer des troubles consécutifs à la surcharge des plaques. Pour éviter toute détérioration due à ce fait, on a pris toutes les précautions possibles en utilisant des relais individuels de surcharge de tubes et on n'a constaté aucune manifestation de l'effet « Rocky Point » (1) au cours des essais. Le poste s'est montré parfaitement stable dans la gamme 280 à 600 mètres. Les interruptions éventuelles ne peuvent donc être attribuées qu'à des circonstances absolument exceptionnelles, pouvant survenir dans toutes les installations de puissance.

Il est à noter que la qualité du transmetteur est en parfait accord avec les conditions énumérées dans le présent document.

D. B. Mirk.

(1) Cet effet assez mal connu est caractérisé par un abaissement instantané de la résistance interne du tube.

Digitized by Google

LES PARASITES QUI GÊNENT LA RÉCEPTION DES SIGNAUX DE T. S. F. EN AVION SONT-ILS DUS UNIQUEMENT AU SYSTÈME D'ALLUMAGE ?

Par A. MAHOUX.

On considère généralement que les parasites qui gênent la réception en avion, sont dus aux différents éléments qui constituent le circuit d'allumage. Pour les réduire, un certain nombre d'artifices sont employés. Ils consistent :

1° Dans un blindage de magnétos.

2° dans un blindage des fils allant aux bougies.

Le blindage de ces fils est relié de distance en distance à la masse du moteur, par des conducteurs métalliques.

3° En blindant les bougies elles-mêmes.

4° En reliant chacune des bougies à son fil, par une résistance destinée à amortir le courant oscillant produit après le passage de l'étincelle.

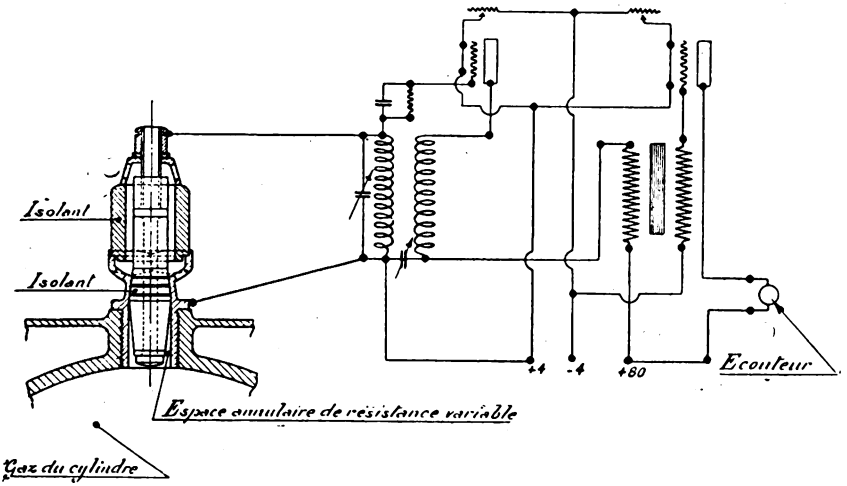
Ces diverses précautions tendent toutes à réduire le rayonnement des ondes amorties, émises par le circuit d'allumage. Elles ne suppriment pas tous les parasites et nous croyons pouvoir dire que ces précautions seront absolument inefficaces pour certains d'entre eux, simplement pour l'excellente raison que le système d'allumage n'intervient pas dans leur existence. Nous citerons quelques observations qui sont tout au moins assez troublantes, et qui valent la peine d'être étudiées plus à fond.

Montons, sur une voiture assez puissante, un récepteur pouvant fonctionner entre 10 et 2 000 mètres de longueur d'onde, la réception se faisant soit sur les bobines, soit encore sur la masse de la voiture, ou bien à l'aide d'une petite antenne. Mettons la voiture en marche sur une route accidentée, comportant : du palier, une rampe, une déclivité, le conducteur maintenant son allure en prise directe à 2 000 tours par exemple, le nombre de tours du moteur étant constant. Par conséquent, il manœuvrera son accélérateur pour augmenter la densité de la cylindrée-gaz dans la côte, pour la réduire dans le palier et pour la réduire encore davantage dans la descente puisque, ainsi qu'il est dit plus haut, le nombre de tours doit rester constant.

Digitized by Google

Dans ces conditions, on constate dans la réception et sur toutes ces longueurs d'ondes comprises dans la bande indiquée plus haut, que les parasites sont d'autant plus intenses que la charge de la cylindrée a augmenté. Si l'expérience est reprise à un nombre de tours du moteur différent, plus faible ou plus fort, l'observation se confirme. L'expérience reprise en avion, montre que les parasites qui gênent la réception sont bien plus violents lorsque l'avion est en montée que lorsqu'il est en vol horizontal, et plus violents en vol horizontal plein gaz qu'en régime réduit.

On peut objecter à ces remarques que l'étincelle passe plus facilement pendant les périodes de pleine charge où la densité du mélange est plus élevée que dans les régimes réduits et que, par suite, un léger décalage se produit dans le passage de l'étincelle; ce passage se faisant pour un voltage plus élevé, la constante de temps ayant changé. Mais une autre expérience montre que cette observation n'est pas fondamentale :



Tendons au-dessus d'un moteur Diesel, 4 cyl., un fil relié à un récepteur. (Nous savons que ce moteur ne comporte pas du tout de système d'allumage, puisque la mise en feu se fait par accroissement de la température due à la compression). Le moteur Diesel entraîne un frein électrique. On conduit au préalable à vide le moteur, par le frein transformé en moteur, à la vitesse de régime. On entend dans le récepteur les bruits de commutation : ils sont du reste assez faibles lorsque les balais sont bien réglés.

Mettons le moteur en charge : les parasites apparaissent sous

Digitized by Google

forme de claquements qui sont de plus en plus violents au fur et à mesure que la charge augmente.

Une autre observation très intéressante d'ailleurs pour un autre objet, complète la première, bien qu'elle soit d'une nature différente. La voici : Certains moteurs d'avions, et en particulier les moteurs Lorraine, comportent pour la mise en route, des petites boîtes à clapets se vissant sur le cylindre, par un filetage exactement semblable à celui d'une bougie. En remplaçant par une bougie du type J.-A.-M. Eyquem par exemple, la boîte à clapets d'un des cylindres, relions l'électrode centrale à la borne antenne et la masse du moteur à la borne terre du récepteur. Nous entendrons pendant la marche du moteur, un bruit (sorte de claquement) qui croît avec la charge. Si nous continuons l'essai en remplaçant l'essence utilisée que nous supposons de très bonne qualité, par une autre essence ayant un caractère marqué de détonation, le bruit qui, avec la bonne essence a l'allure de claquements assez réguliers et continus, devient — en employant l'essence détonante — un bruit formidable où l'on retrouve les claquements secs du début de l'essai, accompagnés de sorte de déchirements très désagréables. Dans ce cas, la bougie intervient comme une résistance variable, modifiant les conditions d'accord du circuit primaire oscillant. Cette variation de conductibilité doit provenir de la nature des flammes, des variations dans leur couleur et dans la pression des gaz.

Mais il est possible et probable aussi que les oscillations de l'onde de combustion, engendrent des oscillations électriques, et c'est dans ce sens que nous relions ce phénomène au précédent. Notons, en passant, que cette expérience constitue un moyen de contrôle en vol, de la qualité de l'essence très pratique et d'un emploi très simple.

De tous ces essais, il semble donc que nous puissions être fondés à penser que les parasites de T.S.F. à bord des avions, ne sont pas seulement dus aux circuits d'allumage, et que certains d'entre eux proviennent de la combustion elle-même. Nous poursuivons du reste ces expériences, non seulement dans le but d'améliorer les conditions de réception de la T.S.F. à bord des avions, mais également dans le but de créer un instrument de contrôle pratique du combustible employé sur les avions, pour lequel il n'est pas toujours possible de faire un examen de la qualité des essences par les procédés de Laboratoire.

André Mahoux.

Digitized by Google

LE FRÉQUENCEMÈTRE ÉTALON ABSOLU DU LABORATOIRE NATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ (1)

par B. DECAUX

Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — L'installation de mesures absolues du L. N. R. a pour base la fréquence d'un diapason entretenu dont on multiplie la fréquence par synchronisation d'oscillateurs sur les harmoniques. L'étalonnement absolu du diapason s'opère, par démultiplication au moyen d'un oscillateur à néon synchronisé et d'une roue phonique, par rapport à une pendule astronomique. La précision obtenue est de l'ordre du 1/100.000. Les mesures peuvent se faire également par modulation d'un piézo-oscillateur.

Dans une précédente communication (2) nous avons décrit les méthodes générales de mesure absolue des fréquences radio-électriques et quelques installations existantes. En donnant quelques détails sur l'appareillage du Laboratoire National de Radioélectricité, nous indiquions que ce matériel était encore provisoire ; l'ensemble définitif est actuellement en exploitation depuis plusieurs mois et les derniers compléments en sont presque achevés. Nous pouvons donc décrire en détail les appareils réalisés et fournir quelques précisions sur les résultats obtenus.

L'ensemble de l'installation se compose de deux bâtis verticaux, situés l'un au bout de l'autre ; le plus grand renferme le fréquencemètre étalon absolu proprement dit, ainsi que divers oscillateurs secondaires ; le second bâti est un meuble de réception, permettant d'utiliser le premier pour contrôler des émissions, de 15 à 30.000 kp:s.

Avant d'examiner les détails, rappelons le principe général des mesures. Un diapason en élinvar est entretenu électriquement et le courant qu'il fournit, déformé, excite par choc un circuit accordé sur une de ses harmoniques ; après amplification, cette harmonique synchronise un premier oscillateur. On opère sur le courant de cet oscillateur comme sur celui du diapason pour synchroniser un deuxième oscillateur de fréquence plus élevée. Pour les très hautes fréquences

(1) Communication faite à la S. A. T. S. F. le 19 février 1930.
(2) *Onde électrique*, août 1929.

Digitized by Google

l'oscillateur étalon secondaire est un oscillateur à quartz piézoélectrique modulé par un des oscillateurs synchronisés. Pour étalonner le diapason, on démultiplie sa fréquence au moyen d'un oscillateur à néon synchronisé dont le courant, amplifié, entraîne une roue

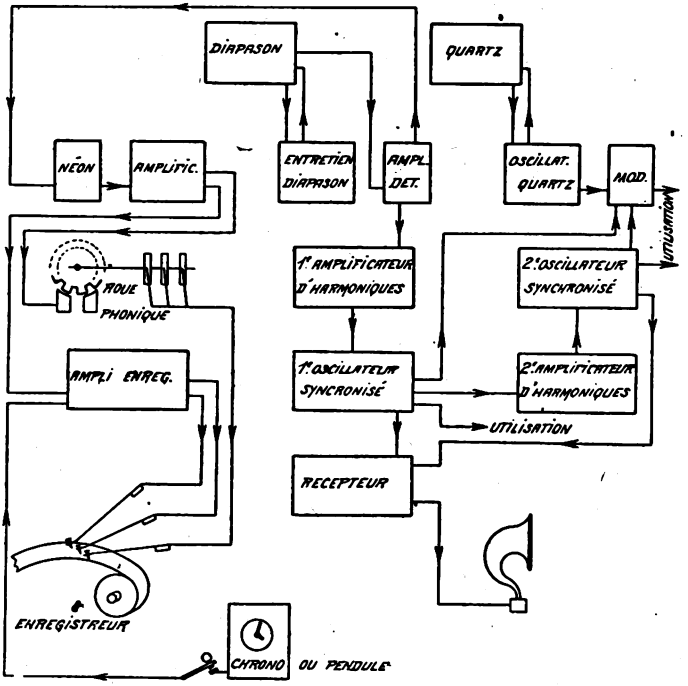


Fig. 1. — Schéma général du fréquencemètre étalon absolu.

phonique. On enregistre sur une même bande les tops de la pendule et les tours de la roue, qu'il n'y a plus ensuite qu'à compter (fig. 1).

Diapason.

Pour diverses raisons de commodité et de robustesse, nous avons adopté un diapason entretenu comme oscillateur étalon de base. Ce diapason, dont la fréquence approchée est de 1024 p:s, a été construit par la Mécanique Vibratoire. Il est en élinvar afin de réduire les variations dues à la température ; ces variations, dont nous reparlerons sont suffisamment faibles pour que l'emploi d'un thermostat ne s'impose pas pour la précision actuellement cherchée ; la température de la salle reste d'ailleurs presque toujours comprise entre 20° et 25.

Digitized by Google

Nous étudions cependant un régulateur de température que nous mettrons prochainement en service. Le diapason est monté horizontalement sur un socle lourd et rigide supporté par du caoutchouc mousse à l'intérieur d'un vaste coffret.

Un amplificateur entretient le diapason sans contact. Les bobines d'entretien ont une forme un peu spéciale que nous avons choisie pour augmenter leur nombre de spires sans recourir à du fil trop

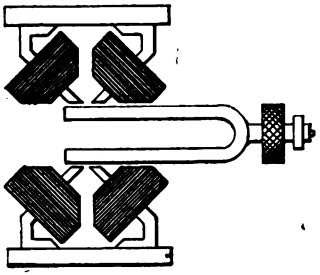


Fig. 2. — Disposition des bobines d'entretien du diapason.

fin (fig. 2); les pôles sont en tôles minces de bonne qualité fixées sur un aimant droit au cobalt. L'amplificateur ne comporte qu'un seul triode à faible résistance interne possédant un gros filament thorié carburé, donc stable ; la tension de grille est fortement négative pour assurer un fonctionnement en clapet et diminuer l'influence des modifications de batteries. Un rhéostat et un double potentiomètre et des appareils de mesure permettent d'ailleurs de ramener la lampe à des conditions toujours identiques à elles-mêmes, ainsi que l'amplitude du diapason. Les batteries ont de plus une capacité suffisante pour alimenter l'appareil pendant 24 heures sans variations gênantes ce qui dépasse les exigences les plus sévères. Les bobines d'entretien sont reliées à l'appareil par deux transformateurs qui suppriment la composante continue du courant et adaptent les impédances à celles du triode (fig. 3).

Le courant à 1024 p:s que l'on utilise n'a aucun rapport électrique avec le courant d'entretien. Il est fourni par un système microphonique situé dans le coffret du diapason; de cette manière, le microphone étant pratiquement irréversible, il n'y a aucune réaction à craindre des circuits d'utilisation. Pour diminuer le bruit de fond inhérent à tout microphone, nous avons disposé à ses bornes un circuit bouchon accordé sur la fréquence du diapason, et un potentiomètre permet de réduire la tension continue appliquée au strict

Digitized by Google

minimum. La tension alternative recueillie est appliquée, par un transformateur de rapport élevé, à l'entrée d'un appareil à 3 lampes ; les deux premières l'amplifient et alimentent deux transformateurs de sortie. L'un d'eux sert à utiliser directement le courant, soit pour son étalonnement, soit sur un oscillographe ; des lignes télé-

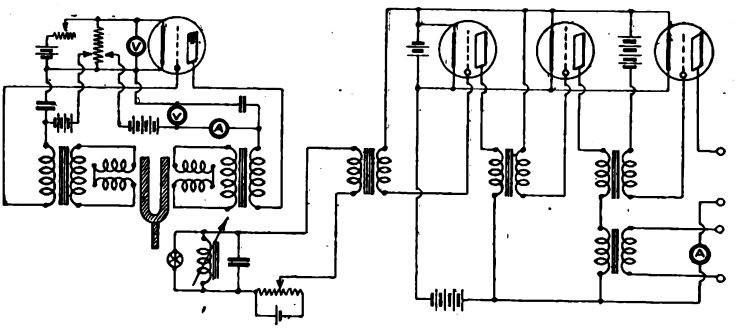


Fig. 3. — Amplificateur d'entretien du diapason.
Microphone et circuit-bouchon.
Amplificateur et détecteur du courant microphonique.

phoniques permettent aussi de distribuer le courant étalon dans tous les services du Laboratoire, et même de moduler la station radiotéléphonique de la Tour Eiffel. L'autre transformateur attaque la troisième lampe dont la grille est très négative de manière à obtenir la détection par la courbure de la caractéristique de plaque. Le courant de plaque déformé sert à exciter les circuits harmoniques.

Etalonnement du diapason.

Pour étalonner le diapason en valeur absolue, on doit compter ses oscillations en une seconde. Cela pourrait se faire en envoyant le courant du diapason dans un oscillographe photographique en même temps que les tops d'une pendule. Mais, à cause des irrégularités des rouages des pendules, il est nécessaire de prolonger l'opération pendant une heure environ ; dans ces conditions le comptage direct des oscillations devient impossible, il faut démultiplier la fréquence. Nous utilisons pour cela les propriétés des oscillations de relaxation. Un tube à néon est monté aux bornes d'une capacité réglable chargée par l'intermédiaire d'une résistance élevée (fig. 4) ; les oscillations obtenues ont une fréquence environ 30 fois plus faible que celle du diapason. Une petite tension prélevée sur l'ampli-

Digitized by Google

ficateur du courant microphonique agit sur le système et synchronise ses oscillations ; le rapport des fréquences devient alors exactement 30. Le tube à néon est protégé de la lumière du jour qui pourrait exercer une influence néfaste sur la régularité des oscillations.

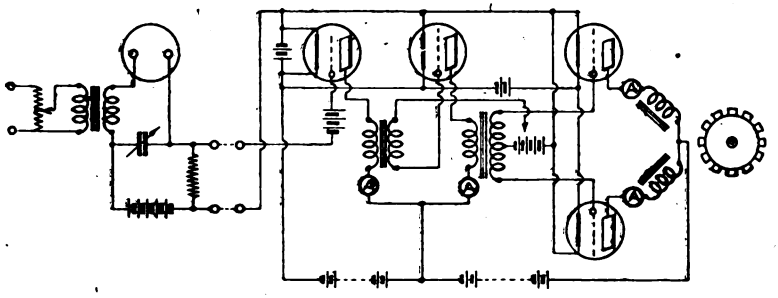


Fig. 4. — Oscillateur à tube à néon synchronisé de démultiplication. Amplificateur d'entraînement de la roue phonique.

La tension alternative développée aux bornes est appliquée à l'entrée d'un amplificateur à transformateurs spéciaux à 3 étages; le dernier étage comporte deux puissants triodes montés en opposition avec une forte tension négative de grille; les deux enroulements de la roue phonique sont ainsi parcourus par des impulsions de courant qui entretiennent le mouvement au synchronisme. La roue phonique, construite par les Établissements Edouard Belin, porte 9 pôles; elle effectue donc un tour complet en 9 périodes du tube à néon, soit 270 périodes du diapason.

Le comptage des tours de la roue est automatiquement réalisé par enregistrement. L'axe porte un contact qui se ferme très brièvement à chaque tour; de plus un train d'engrenages actionne à chaque centaine de tours un contact spécial qui inscrit un petit trait à la suite du top de tour.

L'enregistrement s'effectue au moyen d'un enregistreur Boulitte au noir de fumée, du type des S.R.S.; la bande, enfumée au noir d'acétylène, se déroule à la vitesse d'environ 5 cm par seconde. Deux oscillographes Abraham et un signal Deprez inscrivent parallèlement les tops de la pendule, ceux des tours et centaines de tours, et les oscillations du tube à néon (pour vérifier la régularité du déroulement) (fig. 5).

Le garde-temps actuellement en service est un chronomètre Leroy à contact indépendant dont la marche est déterminée par enregistrement par rapport aux signaux horaires de la Tour Eiffel; cette marche,

Digitized by Google

de l'ordre de la seconde, varie un peu avec la température. Le contact ferme un circuit contenant une pile, un condensateur shunté par une résistance (pour supprimer le courant de rupture), un manipulateur et le primaire d'un transformateur à rapport très élevé. Le secondaire débite dans un élément d'un amplificateur double à courant continu; le deuxième élément amplifie soit les signaux horaires, soit le courant du tube à néon; les sorties de l'amplificateur attaquent les deux oscillographes. Le manipulateur a pour objet de fermer le circuit uniquement au moment où va se fermer le contact correspon-

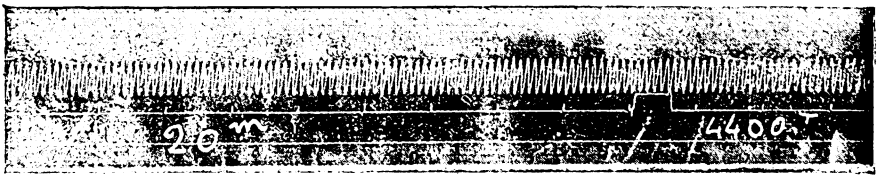


Fig. 5. — Oscillogrammes d'étalonnement absolu.
De haut en bas :
Oscillations du tube à néon,
Tops de tours et centaines de tours de la roue,
Top de la pendule (vers la gauche).

dant à une minute ronde. Une ligne téléphonique reliant désormais directement le Laboratoire National à la Tour Eiffel, et de là à l'Observatoire de Paris, nous pourrons maintenant enregistrer les battements de la pendule directrice elle-même; cela atténuera certainement les erreurs, en particulier celles qui sont dues à l'incertitude sur la marche instantanée qui n'est pas constante.

Pour effectuer l'étalonnement, on enregistre donc deux bandes contenant l'une la minute 0 et la centaine de tours origine, l'autre la minute 60 et la centaine de tours voisine. On en déduit très simplement le nombre de tours et fractions de tour correspondant aux minutes 0 et 60, et par conséquent le nombre cherché qui en est la différence. Il ne faut pas oublier, en effet, que le diapason, par construction, est connu à environ 1/10.000 près, et que le nombre de tours en 60 minutes étant d'environ 14.000, le nombre rond est connu d'avance, la fraction seule importe. Nous avons effectué, pour vérifier la régularité de l'opération, des enregistrements intermédiaires toutes les dix minutes; les nombres correspondant à ces diverses périodes coïncident entre eux à 2 ou 3/1.000.000 près, ce qui est vraiment remarquable pour le chronomètre, et justifie la précaution d'employer toujours la même dent des rouages (minute ronde). Nous

Digitized by Google

avons pu déterminer le coefficient de température du diapason, dont la fréquence peut sensiblement s'exprimer par la formule

$$F_t = 1024 + 0{,}006(t - 22)$$

entre 20° et 25°. Ce coefficient est donc de signe contraire à ceux que l'on trouve habituellement; l'anomalie a été attribuée à une modification interne du métal ou à une dilatation des supports de bobines; quoi qu'il en soit, nous procédons à un nouvel étalonnement avant chaque mesure de haute précision. Les diverses mesures, pour une même température coïncident à un peu mieux que 1/100.000 près.

Multiplication de la fréquence.

Les impulsions de courant à 1024 p:s produites dans le circuit de sortie de l'amplificateur-détecteur sont appliquées à un circuit oscillant, accordé sur une harmonique de ce courant, et l'excitent par choc. Les oscillations obtenues sont amplifiées dans un amplifi-

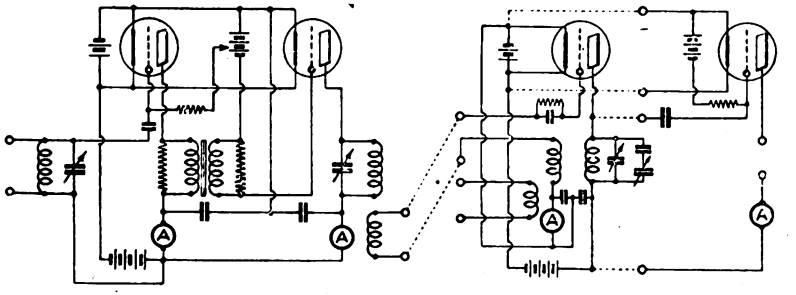


Fig. 6. — Amplificateur d'harmoniques et oscillateur synchronisé.
Le premier oscillateur seul est suivi de la lampe détectrice indiquée en pointillé.

cateur à liaison uniforme par transformateur à fer (type L_1 de la Radiotélégraphie Militaire) avec résistances d'amortissement, et transmises à un second circuit oscillant (fig. 6).

Une inductance, couplée à ce dernier circuit et shuntée par une résistance variable, fait partie du circuit de grille d'un oscillateur à circuit de plaque accordé. L'oscillateur se synchronise sur l'harmonique du diapason choisie par l'amplificateur; le récepteur avec lequel on écoute les battements manifeste leur cessation brusque qui se maintient sur toute une plage du condensateur variable d'accord; le son du diapason, pur, reste comme bruit de fond.

Digitized by Google

L'acuité des résonances de l'amplificateur d'harmoniques n'est d'ailleurs pas telle, heureusement, qu'une seule harmonique soit amplifiée, et l'on peut, sans retoucher le réglage de l'amplificateur, synchroniser l'oscillateur successivement sur plusieurs harmoniques voisines. La résistance variable permet de régler le couplage de synchronisation au minimum compatible avec la stabilité, afin de réduire la modulation produite par le diapason.

Le premier oscillateur synchronisé peut couvrir la gamme de 10.000 à 100.000 p:s. On recommence sur son courant la même opération que sur celui du diapason; un triode détectant par la plaque déforme le courant et l'applique à un deuxième amplificateur d'harmoniques identique au premier, sauf en ce qui concerne les transformateurs (L 3 *bis*) et les inductances, qui synchronise un second oscillateur. La gamme de ce dernier couvre les fréquences comprises entre 100.000 et 3.000.000 p:s. Le réglage au synchronisme s'effectue, là encore, en écoutant les battements entre les deux oscillateurs.

Le repérage des harmoniques n'offre aucune difficulté, grâce à un jeu de trois fréquencemètres à méthode de zéro, type Armagnat, gradués en harmoniques et reliés à des jacks permettant de brancher chacun d'eux sur l'oscillateur choisi. Les oscillateurs sont d'ailleurs, eux-mêmes, étalonnés approximativement, ce qui rend la recherche d'une harmonique très rapide.

Pour utiliser les oscillations de cette chaîne de multiplication à l'étalonnement d'un oscillateur ou d'un fréquencemètre, des bobines de couplage sont prévues. Au delà de 3.000.000 p:s on n'emploie plus directement des oscillations, mais leurs harmoniques; il est possible par exemple d'écouter, dans un récepteur approprié, les battements entre un oscillateur auxiliaire libre et les harmoniques du deuxième oscillateur synchronisé. Nous appliquons couramment cette méthode pour les étalonnements ne nécessitant pas le maximum de précision; cependant les bruits de fond du microphone et les diverses modulations, accrus par 10.000 ou 20.000 rangs d'harmoniques transforment le son des battements en un souffle qui limite la précision. La méthode correcte devient alors celle de la modulation des oscillateurs à quartz.

Oscillateur piézoélectrique

Le L. N. R. dispose d'un certain nombre de quartz, fournis par les Laboratoires Standard et par l'Optique et Précision de Levallois,

Digitized by Google

dont les principaux ont pour fréquences approchées 150, 300, 600, 2.000 et 3.000 kp : s ; celui qui nous sert normalement pour les étalonnements de très hautes fréquences est celui de 2Mp:s. L'oscillateur

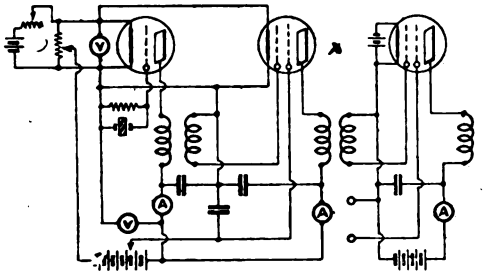


Fig. 7. — Oscillateur piézoélectrique et lampe de couplage à grille écran. Lampe à deux grilles modulatrice.

d'entretien comporte seulement dans son circuit de plaque une forte inductance (dont la capacité répartie est aussi réduite que possible), ce qui favorise la production des harmoniques ; le quartz est branché entre filament et la grille en parallèle avec une résistance de fuite (fig. 7). Des organes de réglage et de mesure permettent naturellement de remettre l'appareil toujours dans les mêmes conditions. Un étage d'amplification par lampe grille-écran, sans accord, évite toute réaction des circuits d'utilisation. Les quartz sont disposés dans une enveloppe métallique doublée de feutre placée elle-même dans une boîte contenant deux lampes à incandescence et un contact thermométrique (colonne de mercure) ; l'une des lampes, constamment en fonctionnement, amène la température aux environs de 40° ; la seconde, commandée par un système de relais mis en jeu par le contact, corrige les variations de température. Le système thermostatique étudié pour le diapason sera analogue à celui-ci.

L'étalonnement de cet oscillateur a été effectué par la méthode d'interpolation que nous développerons plus loin, avec de nombreuses opérations se recoupant et nous offrant de sérieuses garanties sur la précision obtenue, qui n'est guère inférieure à celle du diapason.

Modulation du quartz.

Rappelons le principe de cette méthode que nous avons décrite précédemment ici-même. Lorsqu'on emploie les harmoniques d'un

Digitized by Google

oscillateur piézoélectrique pour un étalonnement de très haute fréquence, on se heurte à la difficulté d'interpoler entre ces harmoniques fort éloignées les unes des autres. Un fréquencemètre de précision ne présentera dans sa gamme qu'une ou deux de ces fréquences, un autre oscillateur ne fournira aucun son de battement. Pour produire des fréquences intermédiaires nous modulons l'onde du quartz par une oscillation de haute fréquence réglable et connue. Si la fréquence du quartz est F et f la fréquence modulatrice, chaque harmonique nF sera accompagnée des fréquences $n\text{F} - f$ et $n\text{F} + f$; F et f pouvant être connues avec grande précision, ces nouvelles fréquences, aussi nombreuses que l'on veut, sont elles-mêmes bien déterminées. Remarquons d'ailleurs que la mesure de la fréquence modulatrice n'exige pas forcément une grande précision parce qu'elle ne joue que sur une différence. Supposons par exemple que F soit égale à 2.000.000 p:s et que la fréquence à mesurer soit 12.200.000 p:s; on voit que $f = 200.000$ p:s. Une erreur de $5/1000^{\text{ème}}$ sur cette fréquence (les fréquencemètres Armagnat donnent nettement mieux) ne représente que 1000 p:s soit seulement $1/12.000^{\text{ème}}$ du total. Ceci suppose naturellement que la fréquence F n'est affectée que d'une très faible erreur.

Dans l'installation du L. N. R. la modulation s'effectue dans une lampe à deux grilles, dont l'une est attaquée par couplage avec l'oscillateur à quartz, tandis que l'autre reçoit le courant de l'un des oscillateurs de la chaîne de multiplication. Cet oscillateur reste libre dans le cas des mesures courantes, sa fréquence étant déterminée par méthode de zéro; pour les mesures de haute précision le diapason synchronise l'oscillateur de modulation, fournissant ainsi toutes les fréquences de 1024 en 1024 p:s, jusqu'à la limite des harmoniques utilisables.

Conduite des mesures.

Les mesures effectuées avec cet ensemble sont de deux sortes : graduation d'un fréquencemètre ou mesure de la fréquence d'un oscillateur. Dans le premier cas aucune difficulté ne se présente lorsque le fréquencemètre à étalonner comporte un indicateur de résonance, ce qui est le cas général ; s'il n'en possède pas (circuit oscillant seul), on utilise un oscillateur auxiliaire couplé au fréquencemètre, et la résonance se manifeste par la méthode des courbes de Townsend (réapparition des battements au voisinage de l'accord).

Digitized by Google

Dans les deux cas on choisit des harmoniques successives découpant la gamme du fréquencemètre en un nombre convenable de tranches. Jusqu'à 100.000 p : s il est possible de choisir les fréquences toutes les 512 p : s car l'oscillateur peut se synchroniser non seulement sur les harmoniques, mais aussi sur la fréquence médiane entre deux harmoniques (le son restant est alors 512 p : s et non plus 1024 p : s). Sur la deuxième chaîne de multiplication, lorsque la fréquence s'élève, il devient plus difficile de serrer les points mesurés, puisqu'il faut que le rang d'harmonique soit le produit de deux nombres entiers convenables ; heureusement l'onde du premier oscillateur reste un peu modulée par la fréquence du diapason et l'on peut aussi synchroniser le deuxième sur la fréquence exactement multiple plus ou moins 1024 ou 2048 p:s. Au delà de 3 Mp:s il faut encore choisir les rangs d'harmoniques, pour qu'ils soient, ici, le produit de 3 nombres entiers convenables; cela nécessite de longs calculs préalables qui sont écourtés par l'établissement d'un tableau des principales harmoniques utilisables. Pour la modulation du quartz c'est, cette fois, pour la fréquence de modulation qu'il faut choisir les rangs d'harmoniques. Les mesures ont pu être poussées jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 Mp:s.

Dans le cas d'un oscillateur (ou d'une émission) la fréquence étant déterminée ne tombe pas rigoureusement sur une valeur exacte de la chaîne de multiplication. Il y a donc lieu d'interpoler. Cette inter-

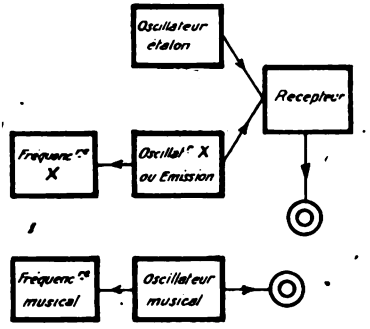


Fig. 8. — Schéma de la méthode d'étalonnement d'un oscillateur ou d'une émission par interpolation.

polation s'obtient au moyen d'un fréquencemètre musical à pont construit par la Société d'Etudes pour les Liaisons Téléphoniques à grande distance. Après avoir mesuré approximativement la fréquence au moyen d'un fréquencemètre Armagnat (par harmoniques d'hétérodyne si la fréquence est trop grande), on calcule le rang d'harmo-

Digitized by Google

niques le plus voisin et on le produit par la chaîne de multiplication, et de modulation s'il y a lieu. La composition de l'onde à mesurer et de l'harmonique produit un son de battement musical. Celui-ci, purifié au besoin par un amplificateur filtreur, est comparé au son d'un oscillateur musical que l'on règle, à l'oreille et à l'oscillographe cathodique, à l'unisson. Le courant de ce dernier agit sur le fréquencemètre par l'intermédiaire d'un transformateur à écran électrostatique (fig. 8). Il faut naturellement s'assurer, par déplacement des battements, du signe de la différence mesurée. Pour accroître la précision, on a intérêt à recommencer l'opération avec une harmonique donnant une différence de signe opposé déterminant ainsi l'erreur de fermeture.

A titre d'exemple des résultats obtenus, citons les mesures effectuées il y a quelques mois sur un oscillateur piézoélectrique du Bureau of Standards servant aux comparaisons internationales. Trois séries de mesures furent faites en trois jours consécutifs ; toutes corrections de température effectuées, les résultats des diverses mesures furent les suivants :

199.955, (5)	199.954, (8)	199.954, (4)
	199.954, (9)	199.956, (5)
	199.954, (8)	199.956, (1)
	199.954, (9)	199.953, (5)

Les nombres réunis par une accolade correspondent à deux harmoniques consécutives). La moyenne de tous ces nombres est 199.955, (1) avec une indétermination inférieure au 1/100.000. La comparaison avec les valeurs trouvées dans les autres laboratoires n'a pu être faite efficacement, en raison d'avaries dans l'oscillateur à quartz, mais les mesures effectuées en Italie, qui furent exécutées très peu de temps après les nôtres, coïncident de façon satisfaisante (199.954, (2)).

Mesures à la réception. — Afin d'effectuer à la réception d'une émission des mesures aussi précises que sur les oscillateurs, un second meuble contient des récepteurs couvrant toute la gamme de 15 à 30.000 kp:s. Cette gamme est couverte par 3 ensembles récepteurs, l'un d'ondes longues (15 à 100 kp:s), le second d'ondes moyennes (100 à 1.500 kp:s) et le dernier d'ondes courtes (1.500 à 30.000 kp:s). Un amplificateur de basse fréquence à 2 étages, particulièrement soigné en vue d'éviter les accrochages internes, peut se brancher à la sortie de l'un des trois récepteurs.

Digitized by Google

Le récepteur d'ondes longues reçoit la tension recueillie aux bornes d'un cadre à combinaisons multiples par l'intermédiaire d'une boîte d'accord à couplage variable. Il comporte 3 étages d'amplification uniforme de haute fréquence (transformateurs à fer L_1) et un triode détecteur ; le premier étage est équipé avec une lampe à grille de charge d'espace montée en « résistance négative », afin de diminuer l'amortissement du cadre, par réduction du chauffage. L'hétérodyne de réception est constituée par le premier oscillateur synchronisé du fréquencemètre étalon.

En raison des brouillages considérables causés par les stations de radiodiffusion, toutes voisines de la Tour Eiffel et de l'Ecole Supérieure des P. T. T., le récepteur d'ondes moyennes a dû être prévu de façon toute spéciale et cela sans changement de fréquence, car un oscillateur local augmenterait les difficultés. L'appareil étudié par M David comprend 3 étages d'amplification de haute fréquence par lampes à grille-écran, avec des bobinages et des tubes judicieusement choisis et des blindages convenables ; le couplage avec le cadre est très lâche. La sensibilité de cet appareil permet la réception des faibles stations lointaines de radiodiffusion pendant l'émission des postes parisiens. Le second oscillateur synchronisé sert naturellement d'hétérodyne.

Pour les ondes courtes on utilise une courte antenne extérieure réunie à la prise de terre par une résistance de quelques milliers d'ohms. La tension recueillie aux extrémités de cette résistance attaque la grille d'une lampe à grille-écran dont la plaque est reliée en un point du circuit oscillant. Le montage de la lampe détectrice, à grille de charge d'espace, présente quelques particularités destinées à accroître la commodité des réceptions en sacrifiant légèrement la sensibilité : la détection s'opère par une inductance d'arrêt et non par une résistance élevée, ce qui supprime les souffles ; la réaction obtenue par le circuit de grille de champ se règle par une résistance variable, diminuant ainsi le désaccord apporté par la réaction. Tous ces détails et les précautions normales de dérivation des courants de haute fréquence procurent une remarquable stabilité et une grande facilité de manœuvre. Le meuble du fréquencemètre étalon contient un oscillateur symétrique destiné à ce récepteur. La méthode de modulation du quartz s'applique particulièrement bien à la mesure rapide des ondes courtes, la précision étant accrue par la grande valeur de la fréquence à mesurer par rapport à la fréquence modulatrice ; des mesures au fréquencemètre Armagnat (sur la modulation) sont en général largement suffisantes. Nous

Digitized by Google

envisageons d'ailleurs l'extension de cette méthode aux ondes moyennes.

Organisation matérielle.

Comme nous l'avons indiqué au début de cette communication, l'ensemble des appareils composant le fréquencemètre étalon absolu est groupé dans un meuble formant une sorte d'étagère à 12 cases ; chacune d'elles renferme un ou deux des appareils avec les disposi-

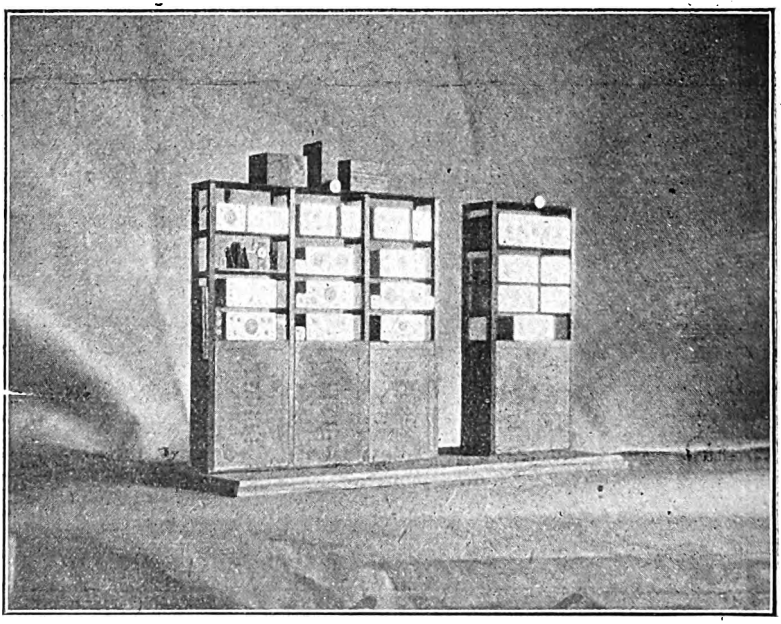


Fig. 9 — Vue d'ensemble des deux meubles (Maquette).
A gauche, meuble du fréquencemètre étalon ; à droite, meuble de réception.

tifs de commande et de commutation qui le concernent (fig. 9). La figure 1 montre schématiquement l'emplacement et les relations de ces appareils ; seuls l'enregisteur. le chronomètre et le haut-parleur ne sont pas contenus dans le meuble. Le diapason, le quartz et leurs dispositifs thermostatiques sont placés au sommet du bâti ; la moitié inférieure contient les batteries et redresseurs d'alimentation. Les deux cases restant libres dans le premier rayon renferment l'oscillateur de réception pour ondes courtes et l'oscillateur musical.

Tous les appareils possèdent un coffret d'aluminium dont le pan

Digitized by Google

neau avant porte tous les organes de réglage, commande des gammes etc. Signalons des particularités présentant, croyons-nous, quelque intérêt : un système de jacks permet de vérifier, avec un même milliampèremètre à deux sensibilités fixé au meuble, le courant de plaque (ou parfois de grille) de toutes les lampes nécessitant un réglage des tensions (seuls, pour des raisons de sécurité, les appareils de mesures des deux oscillateurs étalons sont constamment branchés); pour faciliter le réglage des oscillateurs synchronisés, aux bornes du condensateur du circuit oscillant (démultiplié) se trouvent montés, en série, un très petit condensateur fixe et un condensateur variable démultiplié qui fournit des variations de capacité extrêmement faibles ; chaque appareil porte une petite lampe à incandescence indiquant si les tubes à vide intérieurs sont allumés ; les amplificateurs alimentés par des redresseurs sont accompagnés d'une boîte de commande contenant un interrupteur, une lampe à néon de contrôle et un jack permettant de vérifier la tension obtenue. Des commutateurs rendent possibles les différents branchements nécessaires entre les appareils du meuble, et avec ceux qui lui sont extérieurs : fréquencemètre de repérage, fréquencemètre musical d'interpolation, haut-parleur, enregistreur, ligne téléphonique, etc.

Un oscillographe cathodique du type Western Electric sert à contrôler toutes les opérations de synchronisme par la méthode des courbes de Lissajous; ses deux jeux de plaques déviatrices, réunis à deux fiches, peuvent être branchés par un tableau de jacks à toutes les sources de courant alternatif intéressantes : diapason, oscillateurs synchronisés, tube à néon, oscillateur musical, récepteur de battements, récepteurs de mesures, etc. Il rend des services inestimables dans tous les cas où l'oreille hésite, en particulier en cas de brouillage ou de battements entre harmoniques de rangs différents ; de plus il facilite grandement les observations sur le tube à néon dont la fréquence, très basse, rend les opérations auditives à peu près illusoires.

Le second meuble, organisé sur les mêmes principes que le premier, contient les 3 systèmes récepteurs décrits plus haut ; récepteur d'on des moyennes, boîte d'accord et récepteur d'ondes longues, récepteur d'on des courtes et amplificateur commun de basse fréquence. Les deux cadres de réception sont fixés au-dessus du bâti. La case libre sera sans doute employée pour un amplificateur filtreur à fréquence musicale. Les deux meubles se trouvent reliés par de nombreuses canalisations permettant d'opérer sur les ondes reçues exactement comme sur celles des oscillateurs habituels (fig. 10).

Digitized by Google

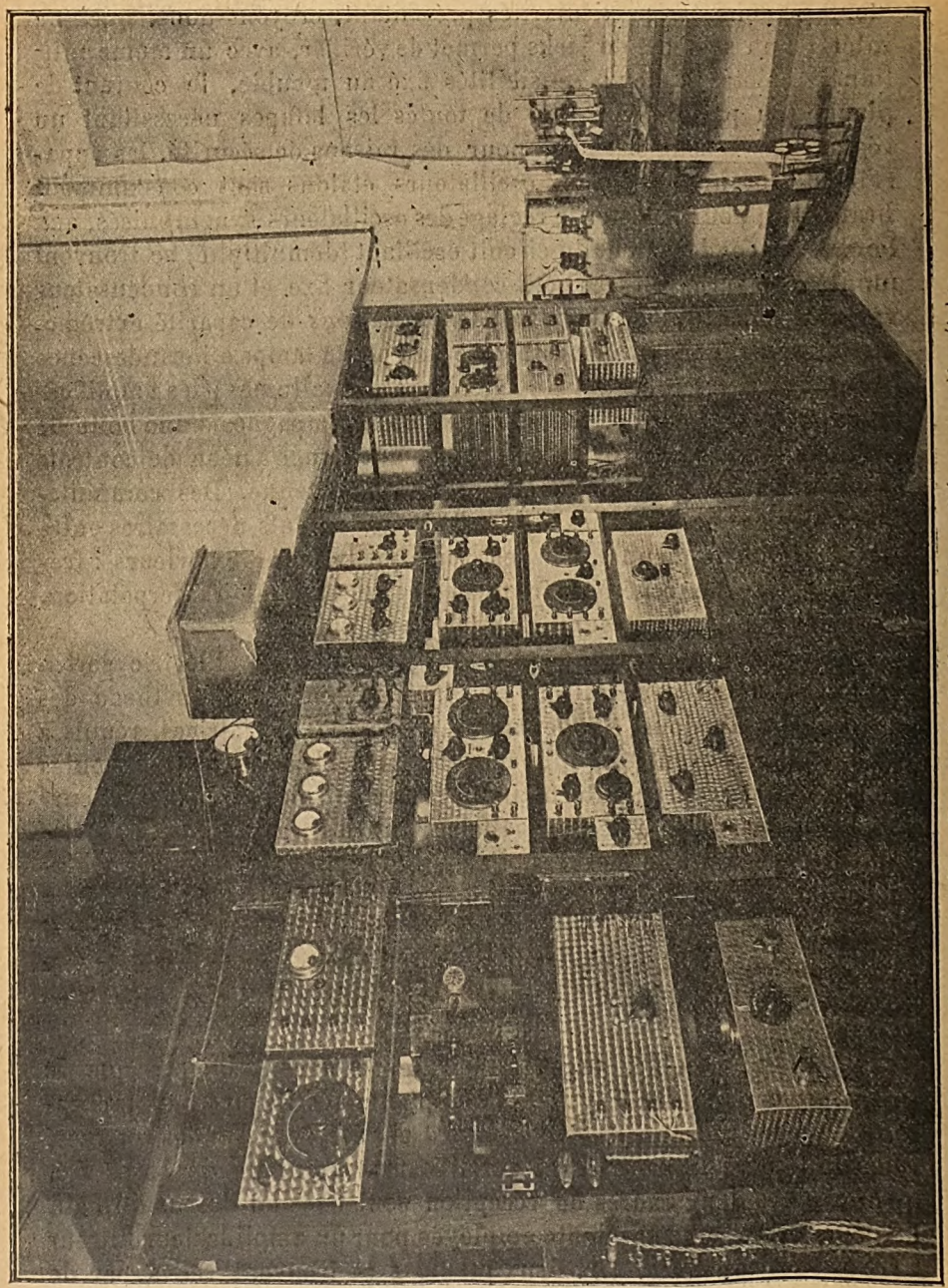


Fig. 10. — Vue d'ensemble de l'installation : fréquencemètre-étalon, récepteurs, enregistreur à bande pour l'étalonnement absolu.

Digitized by Google

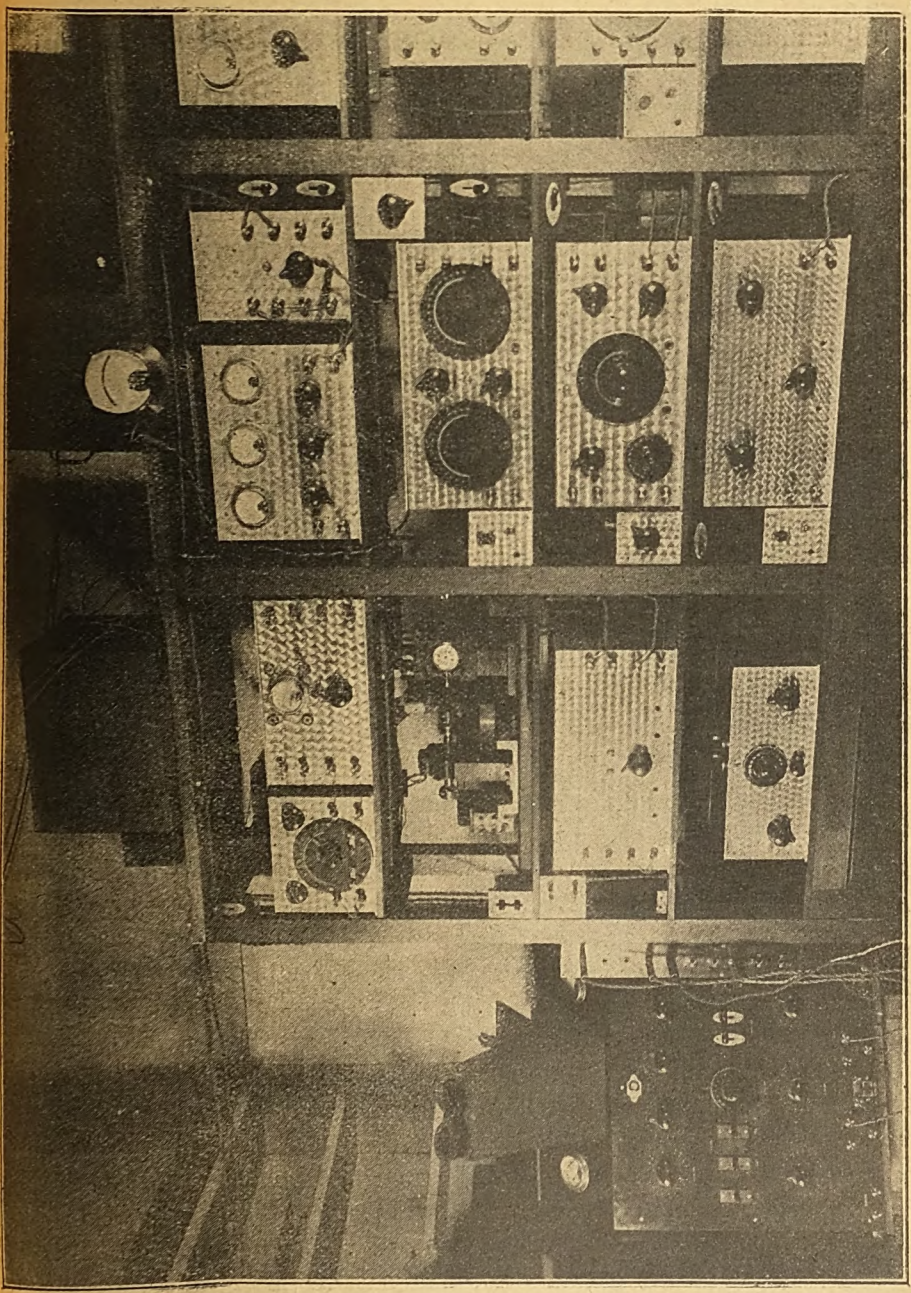


Fig. 10 *bis*. - Détail du meuble du fréquencemètre-étalon proprement dit. Au-dessus du meuble, à gauche, le coffret du diapason. Au-dessous, la roue phonique avec son compteur de centaines. Tout à fait à gauche, l'oscillographe cathodique avec son tableau de jacks.

Digitized by Google

Ensemble portatif pour mesures de haute précision.

Bien que ce fréquencemètre ne soit plus étalon *absolu*, nous le signalons cependant en raison des hautes précisions qu'il permet d'espérer. On ne peut nier l'intérêt d'un matériel précis transportable ; dans de nombreux cas, il n'est pas possible d'entendre, au voisinage du fréquencemètre absolu, les stations que l'on veut contrôler (trop faible puissance, mauvaise propagation, etc.), d'autre part il peut être utile de vérifier sur place un fréquencemètre qu'on ne peut transporter sans gêne. Nous avons donc étudié un tel ensemble, actuellement en construction, basé sur la modulation des quartz, de 100 à 30.000 kp:s. Il se compose d'un certain nombre de valises contenant principalement les divers appareils suivants : deux récepteurs sur petite antenne, l'un de 100 à 1500 kp:s construit par la S.I.C.R.A., l'autre de 1500 à 30000 kp:s identique au récepteur décrit précédemment ; un oscillateur piézoélectrique (c'est l'appareil le plus soigné naturellement) à 3 quartz, 150, 600 et 2000 kp:s, avec un thermostat et dispositif modulateur ; un oscillateur de modulation et un fréquencemètre Armagnat. La précision croissant avec la fréquence bien que cela puisse paraître paradoxal, atteindra 1/10.000^{ème} pour les ondes courtes. Un oscillographe cathodique, également portatif, pourra accompagner cet ensemble.

Conclusions.

L'ensemble actuellement réalisé donne, pour le moment, entière satisfaction. La précision absolue de l'ordre de 1/100.000^{éme} pour les mesures très soignées semble être le maximun commun à tous les laboratoires du monde. L'ensemble des précautions d'organisation a permis un maniement très sûr et très rapide de l'installation, ce qui est nécessaire avec la complication des opérations.

Dans l'avenir il deviendra certainement nécessaire d'étudier un instrument plus précis ; il est possible qu'un oscillateur piézoélectrique de haute classe tel que celui qu'étudia Marrison (coefficient de température infime, quartz à pression constante etc.) fournisse une constance supérieure à celle du diapason ; par ailleurs le diapason libre en quartz et d'Holweck et Lejay mérite grande attention. La grosse difficulté, pour les mesures absolues, résidera toujours dans les pendules, même astronomiques ; nous connaîtrons très bien le nombre de périodes par seconde, mais pas très bien la seconde.

B. Decaux.

Digitized by Google

LA LIAISON RADIOTELEPHONIQUE MADRID BUENOS-AIRES.

par E. M. DELORAINE.

Directeur des Laboratoires Standard.

SOMMAIRE. — L'article ci-dessous reproduit la conférence faite par l'auteur le 19 mars 1930 aux membres de la Société des Amis de la T. S. F., au sujet de la liaison radiotéléphonique sur ondes courtes Madrid-Buenos-Aires, qui a permis de relier les réseaux téléphoniques espagnols et argentins, ainsi que les réseaux téléphoniques européens et sud-américains en communication avec ceux ci. Cet article décrit les postes émetteurs, les postes récepteurs, les appareillages terminaux et les antennes utilisées à Madrid et Buenos-Aires.

Le 12 octobre 1929 a eu lieu l'inauguration de la liaison radiotéléphonique Madrid-Buenos-Aires. La mise en service de ce nouveau circuit a permis de mettre en communication les abonnés du réseau téléphonique espagnol d'une part, et ceux des réseaux de la République Argentine, de l'Uruguay et du Chili d'autre part. De plus, l'utilisation des circuits internationaux reliant l'Espagne aux autres pays européens a permis également de connecter les réseaux téléphoniques de ces pays aux réseaux sud-américains par l'intermédiaire de ce nouveau circuit radiotéléphonique entre Madrid et Buenos-Aires.

L'établissement de ce circuit a présenté de grandes difficultés dues aux conditions géographiques rencontrées et aux conditions envisagées pour l'exploitation. En ce qui concerne les conditions géographiques, Madrid et Buenos-Aires sont distantes d'environ 10.300 km, soit le double de la distance séparant Londres de New-York, entre lesquelles fut établi le premier circuit radiotéléphonique.

Les conditions posées par les services d'exploitation étaient doubles : tout d'abord, possibilité de connecter le circuit radiotéléphonique à l'ensemble des réseaux téléphoniques et non pas simplement à quelques cabines situées à proximité des appareils radioélectriques. Il est possible de juger des difficultés causées par ces extensions en considérant la variété des circuits téléphoniques à utiliser. En Argentine, on trouve des circuits aériens ordinaires dont la longueur varie de cinquante à 700 km, et des systèmes à courants porteurs, dont le plus long dessert Bahia Blanca, ville distante de 805 km, de Buenos-Aires. La liaison téléphonique avec l'Uruguay est assurée par un câble long de 56 km. sous l'embou-

Digitized by Google

chure du Rio de la Plata, et la liaison avec le Chili par les lignes transandines longues de 1.300 km, où les systèmes à courants porteurs sont utilisés.

La seconde condition d'exploitation était la possibilité d'assurer la liaison pendant un nombre d'heures suffisant pour pouvoir fournir un service réellement commercial.

L'ensemble de ces conditions a conduit à établir une liaison sur ondes courtes. Ceci a permis l'utilisation d'antennes directives et de réflecteurs aussi bien à l'émission qu'à la réception. Cependant, pour parer aux variations journalières du champ qui se produisent pour les ondes courtes, il a été nécessaire d'utiliser trois fréquences différentes pour chaque station, une fréquence étant utilisée pour le service de jour, une pour le service de nuit et la dernière pendant la période crépusculaire. Il semble d'ailleurs résulter des résultats expérimentaux obtenus, qu'avec des émetteurs puissants et des antennes très directives, deux fréquences seulement sont suffisantes pour assurer un service tel que celui qui fait l'objet de cette description.

Les appareils radio-électriques proprement dits, émetteurs et récepteurs, sont reliés aux réseaux téléphoniques par l'intermédiaire « d'appareillages terminaux » dont le fonctionnement est décrit un peu plus loin.

DESCRIPTION DU CIRCUIT RADIO-TELEPHONIQUE

Le circuit radiotéléphonique (représenté schématiquement sur la fig. 1) Madrid-Buenos-Aires comprend deux installations similaires installées à Madrid et Buenos-Aires.

A Madrid, le poste émetteur se trouve situé à Pozuelo del Rey, à 35 km. environ à l'est de la ville, et la station réceptrice est à Grinon, à 24 km, au sud de la ville, tandis que l'équipement terminal est installé dans le principal bâtiment de la Compania Telefonica Nacional de Espana, représenté sur la fig. 2.

La fig. 4 donne une vue générale de la station d'émission de Pozuelo del Rey et la fig. 5 une vue de la station de réception de Grinon ; ces deux photographies furent prises pendant la construction.

A Buenos-Aires, le poste émetteur est situé à Hurlingham, à environ 20 km. au nord-ouest de la villle et le poste récepteur à Platanos, environ 20 km, au sud-ouest de Buenos-Aires. L'appareil-

Digitized by Google

lage terminal est installé dans le bâtiment de la United River Telephone Co, représenté par la fig. 3. Dans chaque cas, les stations

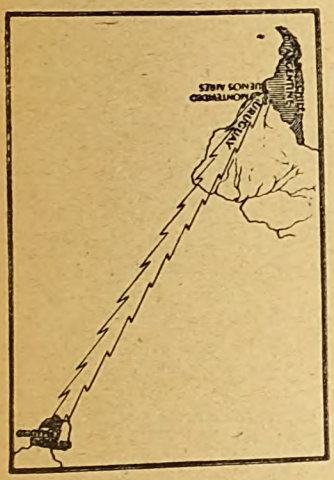


Fig. 1. — Liaison radiotéléphonique Madrid Buenos-Aires.

Fig. 2. — Bâtiment de la Compagnie Telefonica Nacional de Espana, à Madrid.

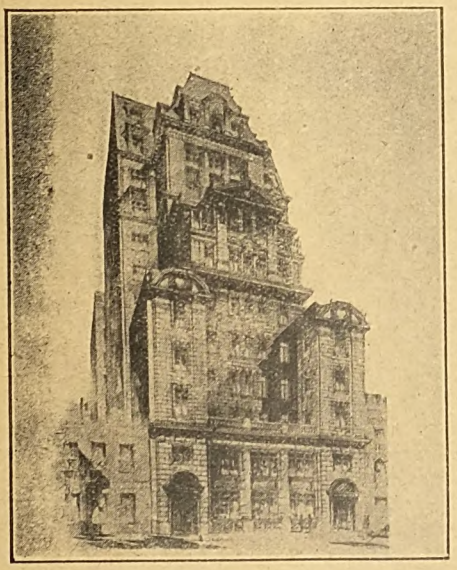


Fig. 3. — Bâtiment de la United River Plate Telephone C° à Buenos-Aires.

émettrice et réceptrice sont reliées à l'appareillage terminal par plusieurs lignes téléphoniques.

Digitized by Google

Les appareils utilisés aux deux extrémités du circuit sont simi-

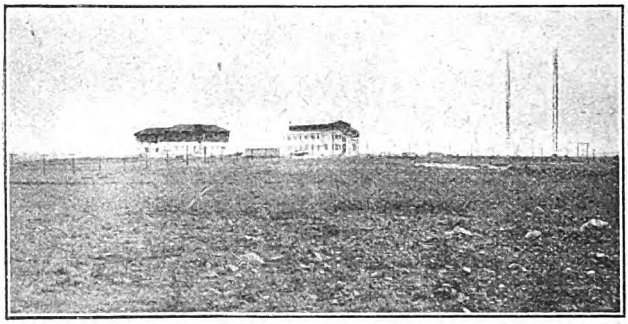


Fig. 5. — Vue générale de la station d'émission de Madrid.
(Vue prise pendant la construction.)

laires, ce qui nous évitera de les décrire séparément. Nous allons donc considérer successivement le poste émetteur, le poste récepteur,

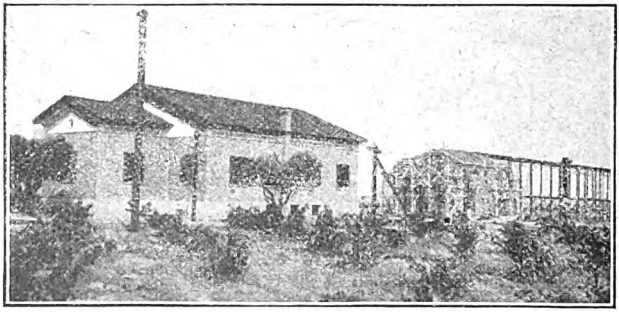


Fig. 6. — Vue générale de la station de réception de Madrid.
(Vue prise pendant la construction.)

l'appareillage terminal et les antennes de transmission et de réception.

Poste émetteur.

Le poste émetteur est un poste à ondes courtes, pouvant être utilisé pour des fréquences variant de 5.000 à 20.000 kilocycles; le réglage de ce poste pour une nouvelle fréquence se fait très rapidement, cinq minutes environ, ce qui, au point de vue de l'exploitation commerciale, permet de réduire au minimum le temps perdu pour les

Digitized by Google

changements journaliers de fréquence rendus nécessaires par l'emploi des ondes courtes.

Cet émetteur comprend trois parties principales : le poste émetteur proprement dit, les panneaux d'alimentation et le redresseur, les machines d'alimentation. Une représentation schématique en est donnée sur la fig. 8.

Le poste émetteur proprement dit est constitué par trois unités séparées afin de pouvoir donner une grande souplesse aux installa-

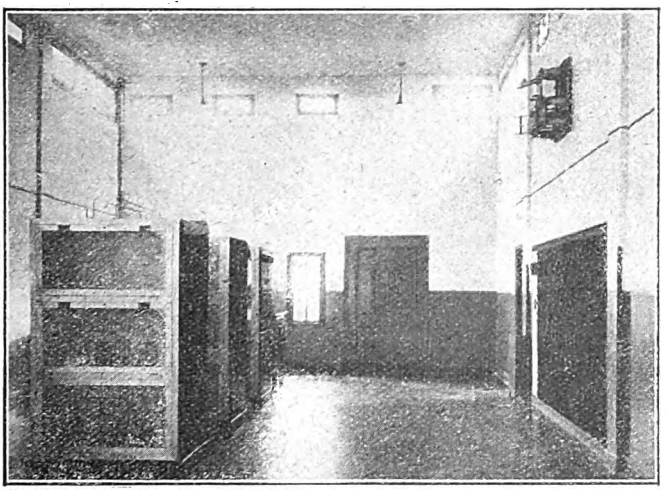


Fig. 7. — Poste émetteur de Madrid.

tions et faciliter l'augmentation ultérieure de la puissance de la station. Ces unités sont constituées par des bâtis en duralumin, dont la partie avant, recouverte de panneaux d'ardoise porte les appareils de contrôle et de réglage. Ces trois unités se trouvent à la partie gauche de la fig. 7.

La première unité, dénommée « oscillateur-modulateur » comprend les éléments nécessaires à la production du courant porteur et à sa modulation par les courants téléphoniques. L'emploi d'un maître oscillateur de faible puissance (lampe oscillatrice de 50 watts fonctionnant à régime très réduit) et son contrôle par un quartz piezoélectrique, permettent d'obtenir une très grande stabilité de fréquence. Afin d'assurer la constance de cette fréquence les cristaux sont montés dans des supports scellés, lesquels sont eux-mêmes placés dans une enceinte thermostatique, afin d'éviter les variations de fréquence introduites par les variations de température.

Digitized by Google

Ce maître oscillateur est lui-même suivi d'un étage de couplage, dont le rôle est d'éviter que les étages ultérieurs n'agissent sur le maître oscillateur pendant la modulation ou la manipulation et ne provoquent des variations de fréquence. Cet étage de couplage comporte deux condensateurs d'équilibrage qui permettent de consti-

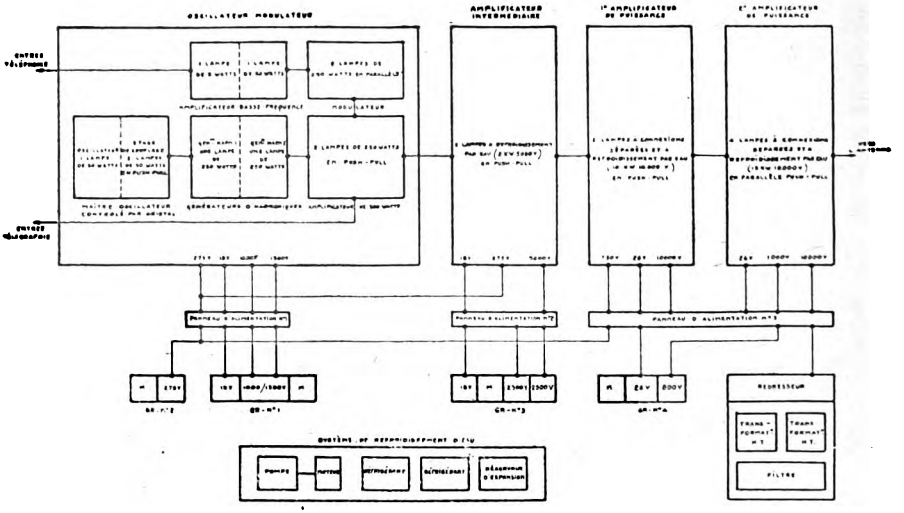


Fig. 8. — Représentation schématique de l'émetteur.

tuer avec les deux lampes un véritable pont. Ensuite se trouvent deux étages de doublage de fréquence; ces étages sont nécessaires lorsque l'on utilise les ondes courtes, car il n'est guère possible de tailler commercialement des cristaux pour des longueurs d'onde inférieures à 55 mètres; ces deux étages comportent chacun une lampe de 250 watts et il est possible d'utiliser un étage ou les deux selon la longueur d'onde employée.

L'étage suivant est un étage amplificateur, composé de deux tubes de 250 watts montés en push-pull; c'est sur cet étage que s'effectue la modulation ou la manipulation.

Pour la téléphonie, la modulation se fait sur le circuit plaque: le modulateur comporte trois étages d'amplification des courants téléphoniques, le dernier étage comportant deux lampes de 250 watts en parallèle, fonctionnant sous une tension plaque beaucoup plus élevée que les lampes de l'amplificateur modulé afin de pouvoir assurer un degré de modulation de 100 0/0.

Digitized by Google

Pour la télégraphie, la manipulation produit une variation de potentiel grille de cet étage de 500 watts, bloquant ainsi cet étage entre les signaux.

Les unités suivantes constituent des amplificateurs à haute fréquence de puissance croissante.

La seconde unité comporte deux tubes de 2 kW, montés en push-pull et alimentés sous 4.000 volts.

La troisième unité comporte deux tubes de 10 kW, montés en

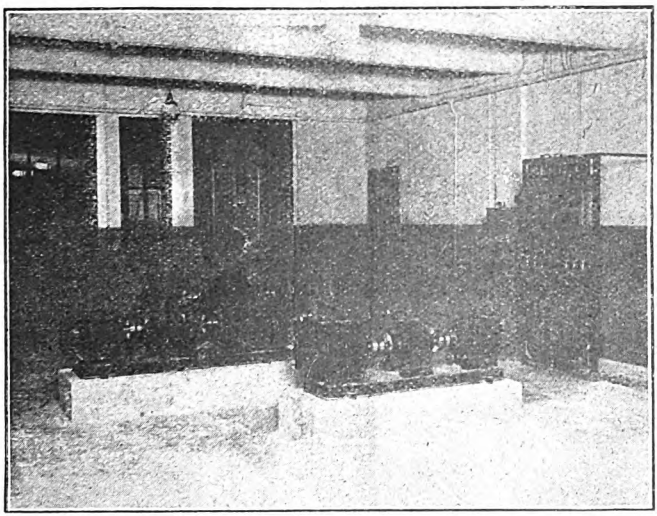


Fig. 9. — Machines d'alimentation de l'émetteur.

push-pull également et alimentés sous 10.000 volts. Ces tubes sont d'un modèle spécial pour ondes courtes; ils sonts munis de deux ballons, soudés à chaque extrémité de l'anode, comme le montre a figure 10; ceci permet de séparer les connexions de la grille et du filament. Ces tubes de 2 kW et 10 kW sont munis d'un refroidissement par eau.

Ces deux unités sont identiques au point de vue électrique; en plus des circuits d'accord de grille et de plaque, elles comportent chacune deux condensateurs d'équilibrage constituant avec les lampes les quatre bras d'un pont que l'on règle à l'équilibre.

Les connexions entre les unités sont faites par des lignes de transmission à basse impédance, analogues à la ligne qui relie la dernière unité à l'antenne; ceci permet l'augmentation ou la réduction de la

Digitized by Google

puissance émise à volonté. Le poste comprenant trois unités fournit environ 12 kW en télégraphie, ce qui correspond, en téléphonie à une puissance de 3 kW pour le porteur, pour une modulation à 100 0/0

L'adjonction prochaine d'une quatrième unité, comportant 4 lampes de 15 kW, fournira une puissance de 35 kW environ en télégraphie et par suite de 8 kw environ en téléphonie, pour une modulation à 100 0/0.

A côté du poste émetteur proprement dit, il y a les panneaux d'ali-

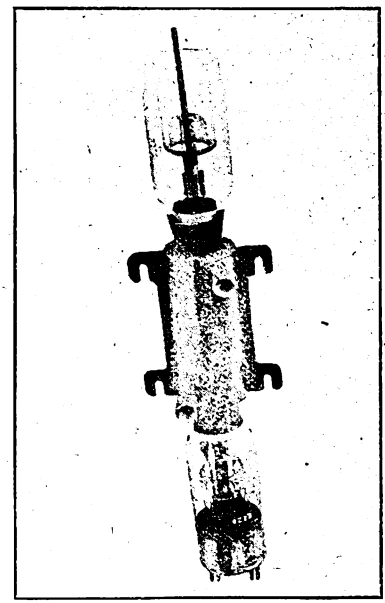


Fig. 10. — Tube à deux ballons pour ondes courtes.

mentation et le redresseur, que l'on peut voir sur la droite de la figure 7.

Un panneau d'alimentation correspond à chaque unité du poste, permettant de faire fonctionner les machines correspondantes et de régler les diverses tensions.

Le redresseur fournit la tension plaque des tubes des deux dernières unités ; c'est un redresseur hexaphasé, muni d'un circuit filtre très important.

L'ensemble comporte des circuits de protection, afin d'éviter la destruction prématurée des lampes en cas de fausses manœuvres, de mise en route des machines dans un mauvais ordre, de mauvaise circulation de l'eau de refroidissement des lampes, etc...

Digitized by Google

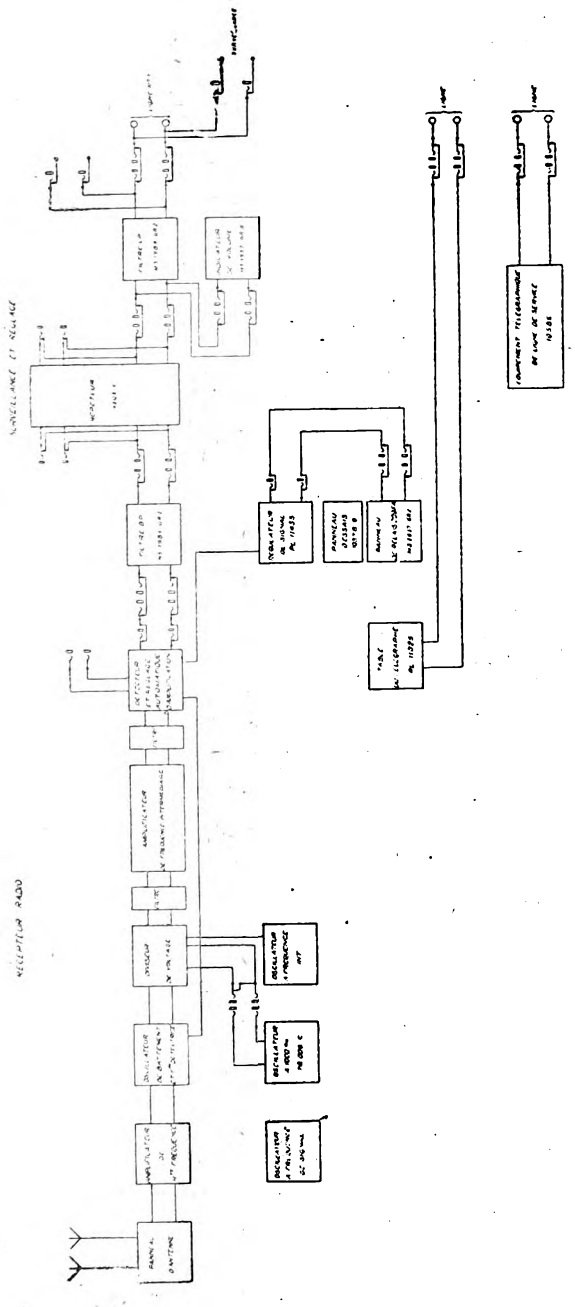


Fig. 11. — Schéma du récepteur.

Digitized by Google

Les machines tournantes se trouvent dans une pièce séparée, (fig. 9) elles fournissent les tensions de chauffage et de potentiel de grille de toutes les lampes et les tensions plaques jusqu'à 4.000 volts.

Poste récepteur.

Le poste récepteur peut être utilisé pour des fréquences variant de 3.000 à 30.000 kc; afin de profiter de la réduction d'interférences atmosphériques qui se manifestent à ces fréquences, l'appareil est extrêmement sensible, puisqu'il permet la réception commerciale de champs de l'ordre de un microvolt par mètre.

Une antenne directive est utilisée avec cet appareil et lui est reliée par une ligne de transmission, composée soit de deux fils aériens, soit d'un fil métallique placé au centre d'un tube mis à la terre, ce qui permet de réduire l'effet d'antenne introduit par la ligne de transmission.

Un schéma de l'appareil est donné sur la figure 11 ; il comporte principalement un récepteur hétérodyne, un réglage automatique du gain pour la réception téléphonique, des oscillateurs auxiliaires, un limiteur de tension pour la réception télégraphique et les appareils de contrôle.

Le récepteur hétérodyne comprend le circuit d'accord de la ligne de transmission, deux étages d'amplification haute fréquence, l'oscillateur de battement et le premier détecteur, un filtre à la fréquence intermédiaire, l'amplificateur à cette même fréquence, un second filtre et enfin le second détecteur.

Ainsi qu'on le verra sur la figure. 12, le poste récepteur est monté sur quatre baies, les deux premières à droite comprenant le récepteur proprement dit et les oscillateurs auxiliaires, la troisième baie comporte les éléments de contrôle et de réglage des courants téléphoniques, et enfin la quatrième baie comprend les appareils de mesure, fusibles, rhéostats et résistances nécessaires pour alimenter tous les autres panneaux.

Les caractéristiques intéressantes des circuits sont les suivantes : La modulation des signaux reçus par l'oscillateur de battement, se fait sur le circuit plaque du premier détecteur, et ce premier détecteur est lui-même neutrodyné, afin de rendre entièrement indépendant l'accord du circuit d'entrée et le réglage de l'oscillateur de battement ; celui-ci est du type symétrique, les circuits grille, plaque

Digitized by Google

et le circuit d'accord comportant des bobines distinctes, afin d'augmenter la stabilité de fréquence de l'oscillateur.

L'amplificateur intermédiaire fonctionne à une fréquence de l'ordre de 500 kc et comprend sept étages à couplage par transformateur ; l'emploi de filtre permet d'obtenir une bande passante très étroite et d'éliminer les interférences dues à des stations voisines.

Le réglage du gain peut se faire à la main, à l'aide d'un potentio-

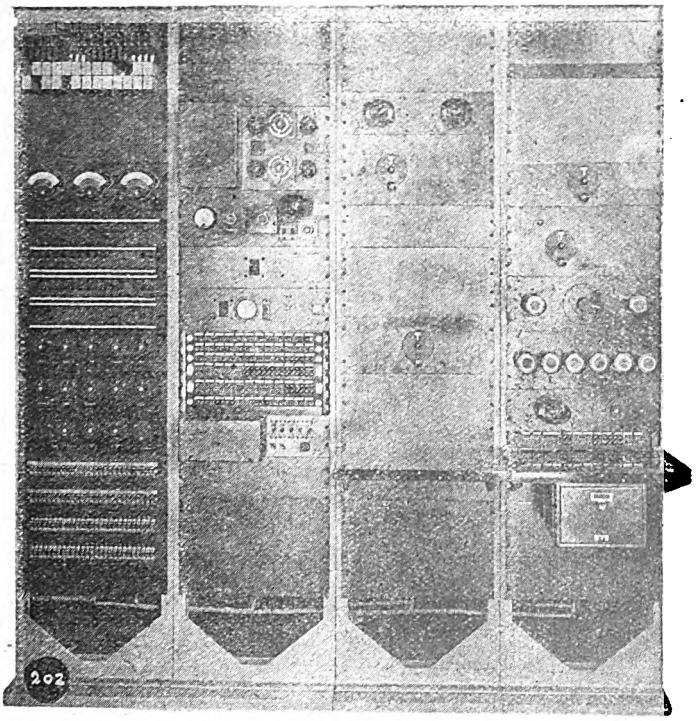


Fig. 12. — Récepteur.

mètre, mais afin de réduire le « fading » un réglage automatique du gain a été établi. Il comporte un tube monté en parallèle avec le second détecteur, et dans le circuit plaque duquel se trouve une résistance très élevée ; la différence de potentiel qui se manifeste aux bornes de cette résistance est appliquée sur la grille du premier détecteur et du premier tube amplificateur intermédiaire ; une augmentation du signal reçu provoque une augmentation de cette différence de potentiel, donc une augmentation de la polarisation

Digitized by Google

négative des grilles des deux tubes considérés et par suite une diminution de la sensibilité de l'appareil.

Le limiteur de tension est utilisé en télégraphie afin de fournir au relais un courant sensiblement constant ; il est constitué par un amplificateur à deux étages à résistance.

L'ensemble du récepteur nécessite une batterie de 24 volts pour les circuits de chauffage et une batterie de 130 volts pour les circuits anodiques ; deux piles sèches de 130 volts, isolées, sont également nécessaires pour le réglage automatique du gain et le limiteur de tension.

APPAREILLAGE TERMINAL.

L'appareillage terminal a pour but d'assurer la liaison du réseau téléphonique normal et du circuit radio-téléphonique ; c'est-à-dire d'effectuer la jonction d'un circuit à deux fils à l'ensemble des deux circuits radio fonctionnant dans des directions opposées et par suite semblables à un circuit téléphonique à quatre fils.

La figure 13 donne un schéma de cet appareillage qui a également pour but de supprimer les possibilités de sifflement et d'écho, qui se produiraient lorsque les termineurs ne sont pas parfaitement équilibrés, cas fréquent, puisqu'il faut pouvoir connecter des lignes de caractéristiques très différentes. ainsi que nous l'avons signalé dans l'introduction.

Ceci est obtenu en court-circuitant, soit la boucle vers l'émetteur soit la boucle vers le récepteur.

Au repos, la boucle vers l'émetteur se trouve court-circuitée, mais un amplificateur détecteur (émission) placé en dérivation sur cette boucle supprime le court-circuit lorsqu'un courant téléphonique provient du termineur, en même temps que la boucle du récepteur est alors court-circuitée.

Un second amplificateur détecteur (réception) se trouve placé sur la boucle du récepteur, afin de mettre hors service le premier amplificateur détecteur pendant tout le temps de la réception de signaux.

L'amplificateur détecteur (émission) et les relais qu'il actionne n'agissent pas instantanément ; aussi pour éviter qu'une partie de la parole ne soit arrêtée, on a introduit une ligne retardatrice (émission) entre l'amplificateur détecteur et le relais qui court circuite la boucle vers l'émetteur. Cette ligne retardatrice (émission) permet

Digitized by Google

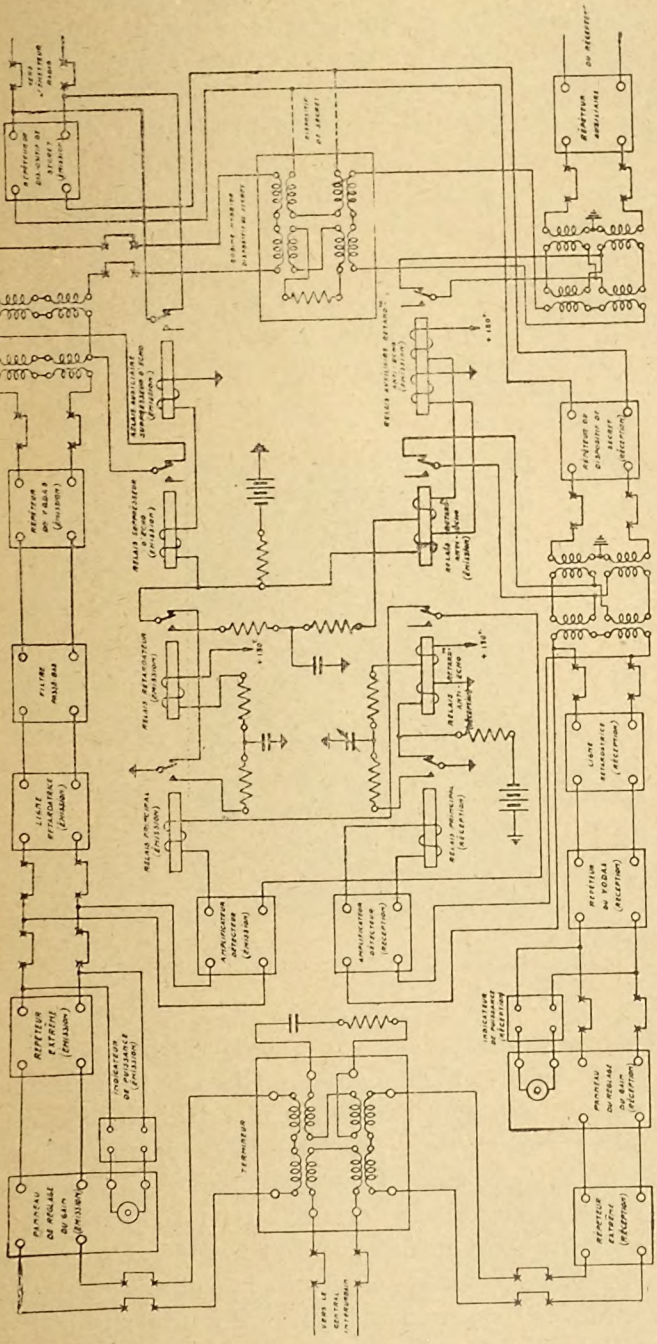


Fig. 43. — Schéma de l'appareillage terminal.

Digitized by Google

de plus de réduire la sensibilité de l'amplificateur-détecteur, de façon qu'il ne fonctionne que lorsque les courants ont atteint une amplitude suffisante ; on élimine ainsi l'action possible des bruits provenant des lignes téléphoniques.

Afin d'éviter que les bruits provenant du circuit radio ne fassent fonctionner à tort l'amplificateur-détecteur (réception), il est nécessaire de ne pas rendre ce dernier trop sensible. Ceci a conduit à introduire entre l'amplificateur-détecteur (réception) et le termineur une ligne retardatrice (réception) qui empêche le passage des faibles courants vers le termineur et l'amplificateur-détecteur (émission) avant que l'amplificateur-détecteur (réception) ait fonctionné sous l'action de courants plus puissants.

On peut remarquer, sur la figure 13, que chaque relais est con-

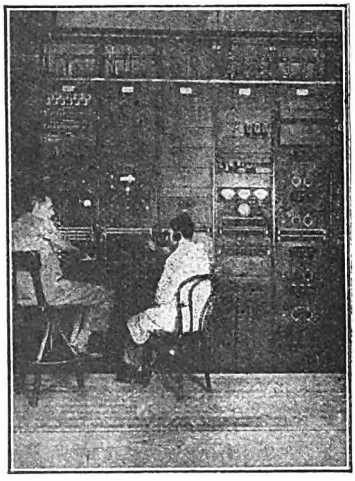


Fig. 14. — Appareillage terminal de Buenos-Aires.

stitué en fait par un train de relais dont certains sont à retour retardé afin d'éviter l'établissement de sifflement au moment du fonctionnement du système et afin de maintenir les circuits dans la même position durant les courts intervalles séparant les mots.

Enfin cet équipement permet l'emploi d'un dispositif de secret.

L'ensemble de l'appareillage terminal est placé sur cinq baies, deux d'entre elles constituent la « position de l'opérateur technique » où se trouvent groupés tous les éléments de contrôle et de réglage. Les trois autres baies comprennent le dispositif anti-écho et les lignes retardatrices.

Digitized by Google

A côté de la position de l'opérateur technique se trouvent trois baies d'appareils d'essais, permettant en particulier de faire les mesures de gains, de pertes et de niveaux de transmission de chaque partie de l'équipement et des lignes utilisées. La figure 14 représente le premier appareillage installé à Buenos-Aires.

ANTENNES D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

L'emploi des ondes courtes a permis l'établissement d'antennes concentrant la puissance émise par l'émetteur dans un faisceau extrêmement étroit. Ce but a été obtenu en utilisant un grand

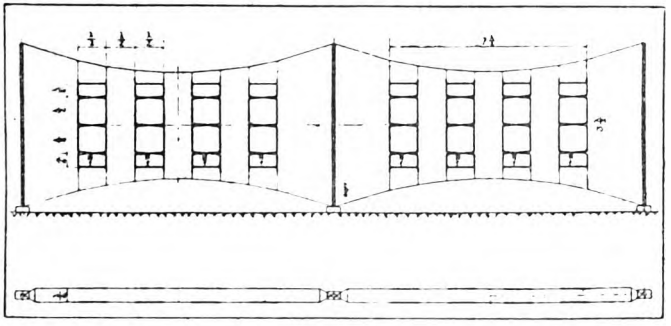


Fig. 1[er]. — Schéma d'une antenne d'émission.

nombre d'éléments, longs d'une demi longueur d'onde, disposés dans un plan perpendiculaire à la direction de la station réceptrice et alimentés de façon telle que les champs produits soient en phase pour la direction privilégiée. Le dispositif utilisé est mis en évidence sur la figure 15. Ce dispositif assure une directivité dans le plan horizontal, grâce à la présence de plusieurs éléments verticaux espacés d'une demi-longueur d'onde et une directivité dans le plan vertical, grâce à la superposition de plusieurs éléments en demi-onde. De plus, l'emploi d'un réflecteur analogue, mais non alimenté permet de supprimer l'émission dans la direction opposée à la station correspondante.

La figure 16 montre un tel rideau et son réflecteur soutenus par deux pylônes métalliques de 60 mètres. Le gain d'une telle antenne, par rapport à un élément vertical en demi-onde, est d'environ 15 à 20 décibels.

Digitized by Google

Pour la réception, les antennes utilisées sont d'un modèle différent, car les signaux reçus font un angle avec l'horizon qui varie constamment et les antennes décrites ci-dessus ont une directivité

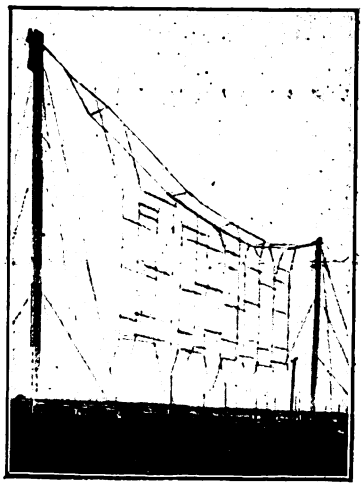


Fig. 16. — Antenne d'émission.

verticale trop prononcée pour donner des résultats satisfaisants comme antennes de réception.

Les antennes utilisées à Madrid et Buenos-Aires sont du type en

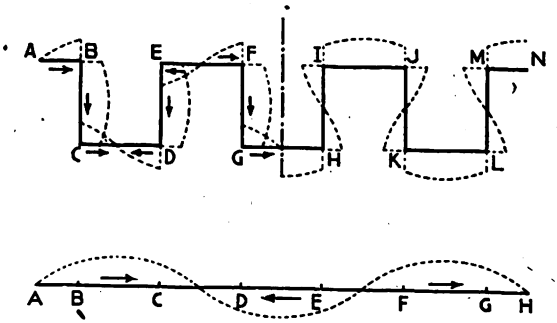


Fig. 17. — Schéma d'une antenne de réception.

zig-zag représenté sur la figure 17, et constituées d'éléments longs d'un quart de longueur d'onde et sont successivement verticaux et horizontaux. Un signal reçu de la direction perpendiculaire à l'antenne provoque dans toutes les parties verticales des courants qui sont en

Digitized by Google

phase; au contraire un signal parallèle à la direction de l'antenne provoque des courants en opposition.

L'emploi d'un réflecteur de construction analogue permet de favoriser considérablement la direction vers le poste émetteur correspondant.

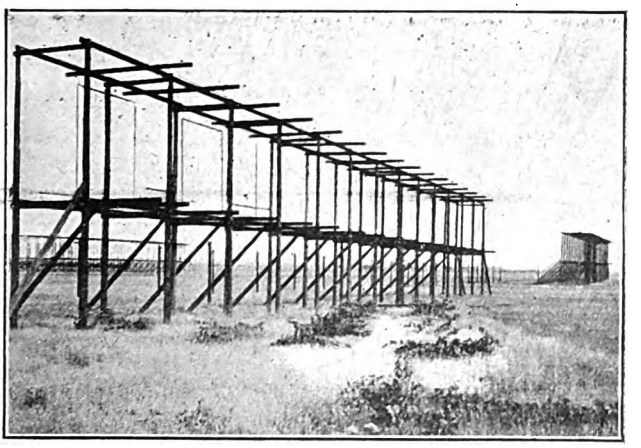


Fig. 18. — Antennes de réception de Madrid.

La figure 18 représente les antennes qui ont été installées à la station de réception de Madrid.

Conclusion. — La liaison radiotéléphonique Madrid-Buenos-Aires a été mise en service le 1er août 1929, et inaugurée officiellement par le Général Primo de Rivera, le 12 octobre 1929. Depuis cette époque, le circuit est mis à la disposition du public tous les jours de 17 heures à 23 heures environ.

E. M. Deloraine.

Digitized by Google

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DE TÉLÉCOMMUNICATIONS AVEC LES ONDES ULTRA-COURTES

par M. Georges **BEAUVAIS**,

Agrégé de l'Université,
Ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité.

SOMMAIRE. — Exposé d'expériences de télécommunication au moyen d'ondes de 15 à 18 centimètres, dirigées ou non avec des miroirs. Procédés employés pour sélectionner les lampes nécessaires à la production et à la réception de ces ondes.

Les ondes ultra-courtes utilisées dans ces expériences étaient produites au moyen du montage imaginé par M. Pierret (1) qui consiste à employer une lampe à cornes du modèle TMC, dont la plaque est portée au potentiel négatif de 40 volts et la grille au potentiel positif de 250 volts par rapport au filament.

Dans ces conditions, certains électrons émis par le filament, oscillent avant d'être captés par la grille et leur fréquence d'oscillations correspond à des ondes électromagnétiques d'une quinzaine de centimètres de longueur d'onde.

Il y a avantage, au point de vue de l'énergie des ondes émises à fixer à la corne grille une petite antenne, de 3 à 4 centimètres de longueur, que les oscillations électriques de la lampe excitent en quart d'onde.

Nous n'insistons pas davantage sur la production de ces ondes et sur la possibilité de reproduire avec elles les phénomènes d'optiques, car ce sujet a fait l'objet de publications et doit prochainement être traité ici par M. Pierret dans la deuxième partie de son article sur les ondes ultra-courtes.

Nous nous sommes proposé d'étudier l'utilisation de ces ondes au point de vue des communications, en nous servant de miroirs pour les diriger et ce sont les résultats de cette étude que nous allons indiquer.

Laissant de côté la radiotéléphonie par ondes de 15 centimètres qui est possible et que nous avons réalisée à courte distance à la fin

(1) Comptes Rendus de l'Académie des Sciences, *186* (1928), 1284 et 1601, *187* (1929), 1132 et 1288 ; T. S. F. Moderne, Avril 1929, 245.

Digitized by Google

de 1928, nous nous sommes cantonné dans l'emploi de la radiotélégraphie.

Émetteur

Les émissions étaient faites en « modulé ». Pour cela, nous avons le plus généralement alimenté directement l'espace filament-grille avec la tension alternative fournie par un alternateur à fréquence musicale, quelquefois par contre, nous nous sommes contenté d'employer une tension continue sur la grille et de moduler la tension plaque au moyen d'un oscillateur à lampes réglé à une fréquence musicale.

L'alternateur nous paraît bien préférable, car la grille de la lampe ne se trouve soumise au bombardement électronique que pendant les alternances positives, et lorsque la tension devient suffisante, c'est-à-dire pratiquement pendant moins de la moitié du temps, tandis qu'elle rayonne de la chaleur continuellement. Il en résulte que sa température de régime est moindre et que, par suite, la lampe fatigue moins. De plus, du fait de la variation continuelle de la tension appliquée à la grille, on est certain de passer par la tension optima pour l'obtention des ondes en question.

Récepteur

Le récepteur employé actuellement dérive directement de celui préconisé par M. Pierret.

Il comprend une lampe TMC chauffée au moyen d'un rhéostat très progressif et dont les électrodes grille et plaque sont portées par rapport au filament, la première au potentiel positif de 160 volts et la seconde à un voltage faiblement positif au moyen du jeu d'un potentiomètre dont les deux extrémités sont reliées aux bornes du filament et le curseur à la plaque. De plus, un circuit oscillant ($\lambda = 20$ à 60 mètres) formé d'une self en fond de panier et d'un condensateur variable, et le primaire d'un transformateur basse fréquence, sont interposés entre la grille et le pôle positif de la tension anodique. Enfin des condensateurs d'écoulement de la haute fréquence sont placés entre le filament et le curseur du potentiomètre d'une part, et entre le filament et l'entrée du transformateur basse fréquence d'autre part.

Dans ces conditions, en réglant convenablement le chauffage de la lampe, le potentiomètre et la valeur de la capacité du circuit

Digitized by Google

oscillant (qui réagit évidemment sur les conditions d'accrochage) des oscillations s'amorcent dans le circuit oscillant et le récepteur permet de percevoir les ondes ultra-courtes avec une grande sensibilité.

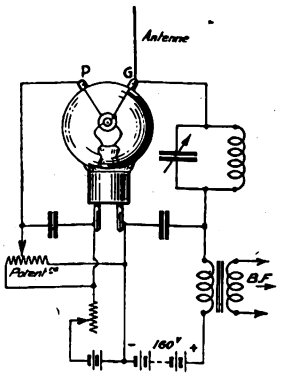


Fig. 1. — Schéma de réception.

On a, en effet, réalisé ainsi un poste à super-réaction dans lequel la lampe à cornes joue à la fois le rôle de lampe modulatrice et de lampe oscillatrice-détectrice ; la détection se faisant, comme le plus souvent dans ce genre de récepteur, par la courbure des caractéristiques.

Lampes

La plus grosse difficulté pour les études relatives à ces ondes ultra-courtes consiste dans le choix des lampes :

Les lampes TMC employées se montrent, en effet, très dissemblables entre elles et la cause des irrégularités semble devoir être cherchée, tant dans de petites variations géométriques de la construction des électrodes que dans la qualité du vide, qui paraît jouer ici un rôle prépondérant.

Il serait donc souhaitable que les constructeurs de lampes fassent l'effort nécessaire pour fournir des lampes toutes identiques entre elles et utilisables pour les ondes ultra-courtes comme ils ont réussi à le faire pour toutes les autres branches de la radiotélégraphie.

Quoi qu'il en soit, il est nécessaire actuellement de trier les lampes pour choisir celles qui marchent et choisir les meilleures, et voici les procédés que nous avons employés :

Tout d'abord, il faut être certain que les lampes fournissent les oscillations désirées et avec une énergie suffisante; pour cela, nous avons fait fonctionner les lampes dans leurs conditions d'emploi

Digitized by Google

comme émettrices et nous avons placé, à quelques mètres, un miroir parabolique de révolution de 20 centimètres de distance focale et de 120 centimètres d'ouverture (fig. 2). Ce miroir est constitué par une armature en bois recouverte intérieurement d'une toile

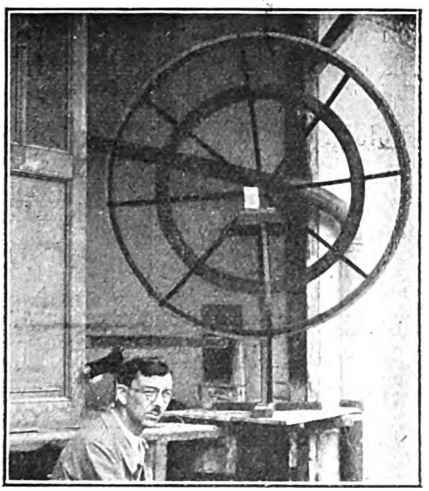


Fig. 2. — Le couple est placé dans la botte blanche au foyer du miroir. On distingue au 2e plan le galvanomètre et son échelle.

métallique de laiton à mailles de 1 millimètre. Au foyer de ce miroir a été placé un couple thermo-électrique dans le vide, dont deux des broches de connexions étaient réunies à un galvanomètre à la manière habituelle, tandis qu'aux deux autres, étaient fixés des bouts de fils de quelques centimètres de long, dont les dimensions et la forme étaient déterminés par tâtonnements, de façon que les ondes reçues par le miroir et renvoyées sur le couple, y produisent des ondes stationnaires, capables d'échauffer le couple et de faire dévier le galvanomètre.

Dans ces conditions les déviations du galvanomètre sont proportionnelles à l'énergie reçue dans le miroir, c'est-à-dire à l'énergie émise par la lampe sous forme d'ondes ultra-courtes et il est loisible de classer les lampes en fonction de cette énergie. D'ailleurs on peut aisément vérifier que les ondes émises ont bien une quinzaine de centimètres en plaçant derrière la lampe d'émission un miroir plan, formé d'une feuille de métal qu'on déplace parallèlement à lui-même, en s'éloignant du miroir parabolique; on crée ainsi un système d'ondes stationnaires, et les déviations du galvanomètre augmentent et diminuent périodiquement en passant par des maxima et des

Digitized by Google

minima qui correspondent à des positions du miroir plan distantes de une demi longueur d'onde. On peut donc mesurer ainsi la longueur des ondes émises.

Pour classer les lampes comme réceptrices, le moyen utilisé a consisté à enfermer chaque lampe émettrice dans une cage de Faraday, et à essayer de recevoir au moyen d'un poste de réception, équipé avec la lampe en essai, les ondes qui sortent par les fuites de la cage. La méthode ne permet évidemment aucune mesure, mais en fermant plus ou moins un volet métallique formant fenêtre dans une cage placée à un trentaine de mètres du récepteur, il a été possible d'effectuer de véritables classements des lampes suivant leurs qualités comme réceptrices, et de constituer des groupements de lampes tels que n'importe quelle lampe classée comme réceptrice puisse recevoir n'importe quelle lampe classée comme émettrice.

Miroirs.

Pour essayer différents types de miroirs, nous avons utilisé la même méthode que pour classer les lampes suivant leur puissance d'émission : la lampe émettrice placée de la manière convenable devant le miroir en essai, émettait des ondes dirigées par lui et on recevait ces ondes sur le miroir parabolique placé à une trentaine de mètres et au foyer duquel était placé le couple thermoélectrique relié au galvanomètre.

La déviation du galvanomètre permet encore ici d'avoir une mesure relative de l'énergie reçue et par suite de classer les divers miroirs essayés par énergie rayonnée.

La méthode permet évidemment de régler au mieux la position de la lampe émettrice par rapport au miroir en essai et de tracer des diagrammes d'énergie rayonnée en fonction de l'angle dont on fait tourner à la manière d'un projecteur l'ensemble d'émission.

Nous avons employé plus particulièrement 3 types de miroirs : le premier est un paraboloïde de révolution de 20 centimètres de distance focale et de 120 centimètres d'ouverture, le deuxième est semblable au premier mais n'a que 60 centimètres d'ouverture, enfin le troisième est un miroir cylindro-parabolique à génératrices verticales, ayant 20 centimètres de distance focale, 60 centimètres de large et 20 centimètres de haut.

La figure 3 dans laquelle est portée en ordonnée les déviations du galvanomètre, et en abscisses l'angle de rotation du système émet-

Digitized by Google

teur montre le rapport des énergies émises par les trois miroirs et leur variation en fonction de l'angle de rotation. La lampe d'émission marchant toujours dans les mêmes conditions.

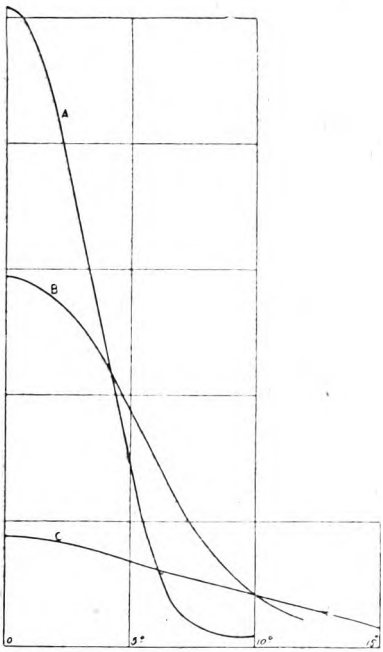


Fig. 3. — A miroir parabolique de 1:0
B. 60
C. . . . cylindroparabolique

Les rotations du miroir exprimées en degrés sont portées en abscisses et les déviations du galvanomètre en ordonnées.

On voit, par l'examen de cette figure, combien l'énergie tombe vite dès qu'on s'écarte de quelques degrés de l'axe.

A la réception, les mêmes miroirs peuvent être employés et, naturellement, ils ont pour effet de rassembler l'énergie des ondes reçues, c'est-à-dire d'augmenter d'autant la sensibilité du récepteur. De plus, ils permettent grâce aux propriétés directives de faire, au poste de réception, de véritables relèvements de la direction d'où proviennent les ondes ultra-courtes.

Résultats.

Les résultats obtenus peuvent être résumés en peu de mots :

Goniométrie à la réception. — A l'aide du miroir cylindro parabolique dont il a été question plus haut, il est très facile de déterminer

Digitized by Google

avec une précision de 2 à 3 degrés la direction d'où proviennent les ondes et ceci rien que par l'observation du maximum d'audition lorsqu'on tourne le récepteur muni de son miroir (fig. 4). D'ailleurs la

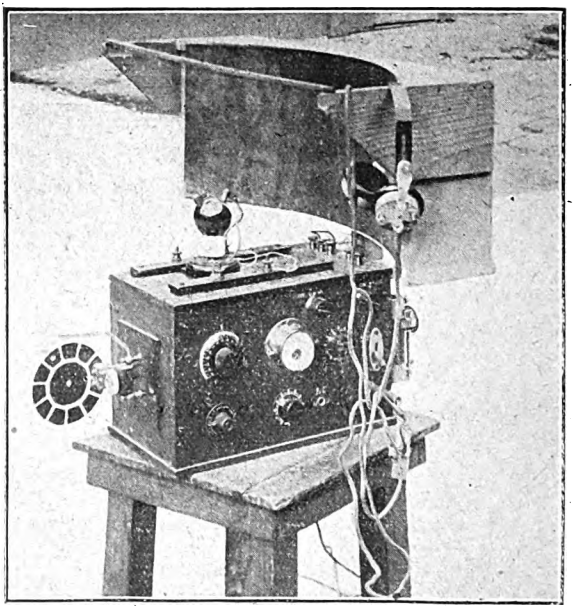


Fig. 4. — Ensemble du récepteur et du miroir cylindroparabolique.

réception tombe à zéro pour un écart à droite ou à gauche de l'ordre d'une dizaine de degrés ou moins. Naturellement, l'emploi de miroirs plus grands à la réception, celui de 120 centimètres d'ouverture, par exemple, permet d'augmenter considérablement la précision du relèvement du poste émetteur.

Dirigibilité du faisceau émis. — Ainsi que le font prévoir les courbes données plus haut, le faisceau émis par l'ensemble de la lampe et du miroir est de très faible ouverture, et l'on s'en aperçoit à la réception d'un tel faisceau; un déréglage de 2 degrés sur la direction du miroir émetteur est parfaitement perceptible, et pour quelques degrés, le faisceau disparaît complètement.

En faisant tourner l'émetteur à la manière d'un phare, on perçoit le passage du faisceau avec une très grande précision.

Portées. — Le relèvement avec le miroir cylindro-parabolique d'un émetteur sans miroir, a été facile à plus de 1 kilomètre de distance.

Digitized by Google

Avec un miroir cylindro-parabolique à l'émission et à la réception, des communications à 4 ou 5 kilomètres de distance, ont été obtenues avec la plus grande facilité.

Avec de grands miroirs paraboliques de 120 centimètres d'ouver-

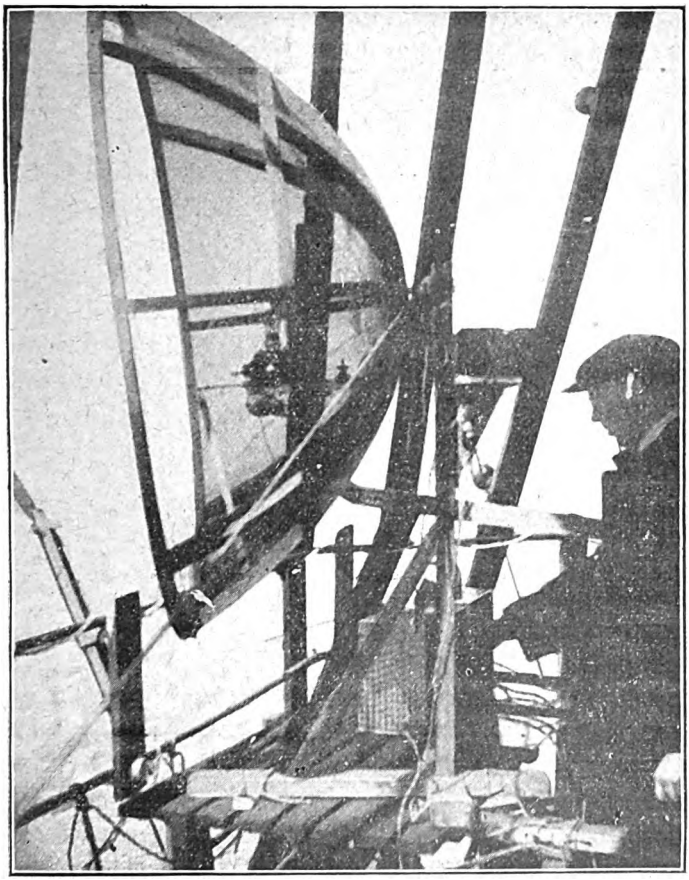


Fig. 5. — La lampe émettrice au foyer du miroir de 120, au bout de la Tour Eiffel. Les appareils en aluminium, sous la main de l'opérateur, forment un ensemble émetteur-récepteur de 5 mètres de longueur d'onde destiné à la liaison radiotéléphonique de service entre le poste émetteur et le poste récepteur de 15 centimètres.

ture (fig. 5), la communication a été établie très facilement entre la tour Eiffel et la terrasse de Saint-Germain (14 kilomètres), puis entre la tour Eiffel et les hauteurs de Chanteloup (au delà de Poissy, 23 kilomètres). A cette distance, avec seulement une lampe radio-micro comme basse fréquence, la réception était suffisamment forte

Digitized by Google

pour être perceptible à plusieurs mètres de distance du casque : on n'est donc pas encore à cette distance à la limite de portée.

Enfin, une communication a été tentée, dans de mauvaises conditions d'ailleurs, entre la tour Eiffel et Dammartin-en-Goële, à 38 kilomètres, et quelques signaux ont été perçus, ce qui confirme les résultats précédents.

Conclusions

On voit par les résultats précédents qu'il est possible de faire avec les ondes ultra-courtes de la véritable télégraphie optique, et demain, sans aucun doute, de la téléphonie optique. Comme d'autre part, ces ondes ne sont pas arrêtées par le brouillard comme nous l'avons vérifié, en janvier 1929, par une communication entre le mont Valérien et Saint-Germain (9 kilomètres) un jour où la visibilité n'était que de 100 mètres, on voit toutes les espérances qu'on est en droit d'attendre de ce genre de communications, tant au point de vue militaire qu'à celui de la navigation.

G. Beauvais.

Digitized by Google

REMARQUES AU SUJET DES OBSERVATIONS D'ÉCHOS RADIOÉLECTRIQUES FAITES A POULO-CONDORE EN MAI 1929

par **GALLIN**,

Chef du service radioélectrique de l'Indochine.

A Poulo-Condore, le 9 mai 1929, les échos retardés ont été observés (en dehors du moment de l'éclipse) à des distances de quelques kilomètres seulement, c'est-à-dire que les rayons hertziens qui donnaient naissance à ces échos étaient verticaux. Or, on doit admettre qu'à Poulo-Condore, le jour de l'éclipse, la couche d'Heaviside comprenait trois parties :

a) à l'extérieur du cône d'ombre, une partie concentrique à la terre ;

b) vers le centre du cône d'ombre, une partie plus ou moins étendue, également concentrique à la terre, mais à une distance plus grande de celle-ci ;

c) à l'entrée et à la sortie du cône d'ombre une surface inclinée se raccordant aux deux surfaces précédentes :

Par suite trois cas peuvent être envisagés, suivant que les rayons verticaux rencontraient telle ou telle de ces trois surfaces. Pour savoir dans quel cas on se trouvait à Poulo-Condore, il suffira de comparer la distance L, à laquelle la verticale du lieu sortait du cône d'ombre, à la valeur normale H de la hauteur équivalente de la couche d'Heaviside.

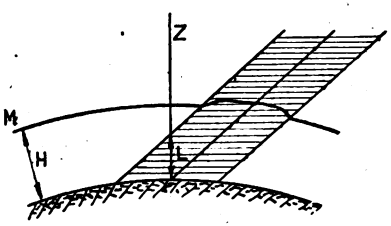


Fig. 1.

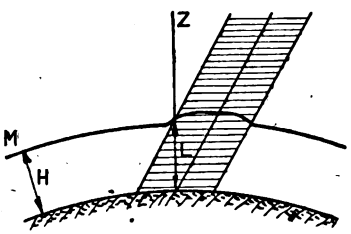


Fig. 2.

1° Si L était inférieur à H (fig. 1), les rayons hertziens verticaux continuaient à frapper à peu près normalement la couche d'Heaviside et,

Digitized by Google

par suite, l'éclipse ne devait avoir aucune influence sur les échos retardés. Dans ce cas, la constatation de la disparition de ces échos au moment de l'éclipse infirmerait nettement la théorie de M. Stôrmer.

2° Si L était égal ou légèrement supérieure à H (fig. 2), les rayons hertziens verticaux rencontraient la couche d'Heaviside dans sa partie déformée près de son entrée dans le cône d'ombre, et la frappaient certainement sous un angle d'incidence différent de zéro. Par suite, ou bien, ils ne se réfractaient plus dans cette couche, ou bien s'y réfractaient sans pouvoir se réfléchir sur la couche Stôrmer, ou bien enfin se réfléchissaient sur la couche Störmer, mais en donnant lieu à des échos retardés qu'on n'aurait pu constater qu'à grande distance. Dans tous les cas, ils ne pouvaient donner lieu à des échos retardés observables à faible distance. Par suite, le fait que les échos retardés ont cessé d'être perçus à faible distance au moment même de l'éclipse n'infirmerait en rien la théorie de M. Stôrmer.

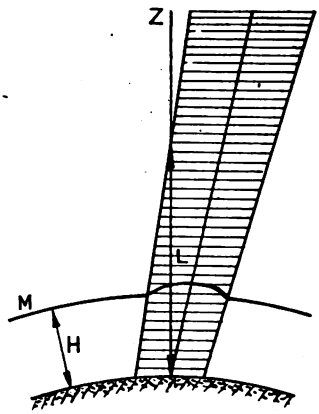


Fig. 3.

3° Si L était très nettement supérieur à H (fig. 3), les rayons verticaux rencontraient la couche d'Heaviside franchement à l'intérieur du cône d'ombre. L'angle d'incidence pouvait être nul ou différent de zéro, et, par suite, il y avait ou non possibilité d'échos retardés ou suppression de cette possibilité. On ne pourrait rien en déduire au sujet de la théorie de M. Stôrmer.

* * *

Or, quelles étaient les valeurs de L et de H à Poulo-Condore au moment de l'éclipse ?

Digitized by Google

L est facile à calculer connaissant — *pour le moment de l'éclipse* — les distances du soleil et de la lune à la terre et la distance zénithale du soleil à Poulo-Condore. Ces données, qui m'ont été fournies par le directeur de l'Observatoire de Phu-Lien, sont les suivantes :

Distance soleil terre : 150.871.000 km.

Distance lune terre : 370.000 km.

Distance zénithale : 32°.

On en déduit L = 115 km.

La hauteur normale de la couche d'Heaviside à Poulo-Condore en mai n'a pas été mesurée. Mais, si l'on s'en rapporte aux chiffres trouvés antérieurement par Appleton dans une région moins tropicale, et si l'on tient compte du fait que l'éclipse a eu lieu à Poulo-Condore à 14 heures (temps local), il semble absolument certain que H était légèrement inférieur à 115 km.

Dans ces conditions, on se trouvait dans le 2e cas envisagé plus haut, et la disparition, au moment de l'éclipse, des échos retardés à faible distance, ne serait d'aucune preuve contre la validité de la théorie de M. Störmer

GALLIN.

Digitized by Google

COLLECTIONS RELIÉES

des Années précédentes de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Années 1922, 1923, 1924, 1925

1926, 1927, 1928, 1929

Chaque Année formant un beau volume relié

au prix de 75 francs

Digitized by Google

NOUVEAUX REDRESSEURS A OXYDE CUIVRIQUE

par H. PÉLABON

SOMMAIRE. — L'auteur montre que le condensateur dont il a constaté la présence dans la couche active des redresseurs à oxydes de cuivre est, en réalité, composé d'un semi-isolant compris entre une armature métallique et une autre semi-conductrice. Il construit alors des condensateurs analogues avec les semi-conducteurs connus en utilisant comme semi isolants des suspensions métalliques dans la gomme laque ou le collodion. Il constate que les semi-conducteurs non électrolysables ne peuvent servir Les composés qui, comme l'oxyde cuivrique, jouissent de la conductivité mixte à la fois électronique et électrolytique donnent de bons résultats L'auteur étudie le mécanisme du passage du courant et montre que les redresseurs qu'il a construits rentrent dans la catégorie de ceux que le Général Ferrié a construits avec les électrolytes liquides.

Dans un précédent mémoire sur le redresseur à oxydes de cuivre (1), nous avons montré l'existence, dans la couche active, d'un condensateur dissymétrique comprenant, une armature de cuivre (conducteur), une autre d'oxyde cuivrique (semi-conducteur), séparées par une lame isolante d'oxydule.

En réalité cette lame n'est pas formée d'oxyde cuivreux chimiquement pur. Revenons sur le mécanisme de l'oxydation du cuivre si bien étudié par Debray et Joannis en 1884 (2) et considérons le cas où le métal est porté à une température élevée, inférieure à la température de fusion. Immédiatement le cuivre donne avec l'oxygène la réaction :

$$(1) \qquad 2.Cu + O = Cu^2O + 43{,}8 \text{ Cal}.$$

l'oxydule formé est liquide et avec l'oxygène il donne lieu à une autre réaction :

$$(2) \qquad Cu^2O + O = 2.CuO + 31{,}6 \text{ Cal}$$

l'oxyde cuivrique se dissout dans l'oxydule liquide et la solution acquiert une certaine concentration fonction de la température seule puisque la pression partielle de l'oxygène dans l'air est sensiblement constante. Mais il faut bien considérer que le liquide dont il s'agit

(1) Pélabon, Sur le mécanisme de la rectification dans le redresseur à oxydule de cuivre. *L'Onde Electrique*, t. IX, n° 101, mai 1930.

(2) C. R. t. XCIX, pp. 583 et 686 (1884).

Digitized by Google

est en contact avec une surface notable de cuivre, l'oxyde CuO dissous donne :

(3) $$Cu + CuO = Cu^2O + 6{,}1\ Cal$$

de sorte que la solution s'enrichit en oxydule. Il y a un équilibre constamment détruit et le liquide qui recouvre le cuivre n'est pas de composition uniforme. Il est riche en CuO au voisinage de la surface A (Fig. 1) et au contraire riche en Cu^2O près de la surface B. Comme il y a apport d'oxygène d'un côté, apport de cuivre de l'autre, l'épaisseur de la couche liquide s'accroît avec le temps.

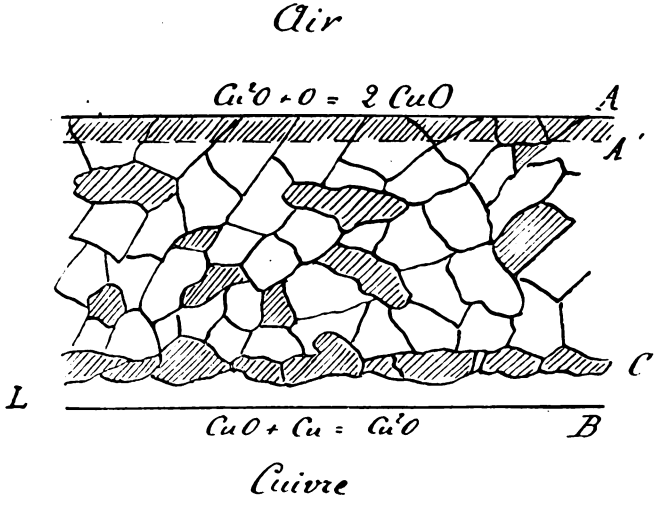


Fig. 1

Quand on ramène le cuivre oxydé à la température du laboratoire l'oxyde cuivrique se sépare de l'oxydule, les cristaux se réunissent en groupes et comme ils sont mouillés par Cu^2O liquide, ils ne touchent pas le cuivre qui est mouillé par le même liquide. La température baissant toujours, l'oxyde cuivreux finit par cristalliser en immobilisant CuO qui forme des îlots et une plage presque continue C (Fig. 1). Entre les cristaux d'oxydule se trouve également de l'oxyde cuivrique qui s'est séparé au dernier moment, il réalise un réseau reliant tous les îlots et la plage C d'oxyde semi-conducteur CuO. Remarquons encore que lors du refroidissement la réaction (2) donne de l'oxyde cuivrique que l'on retrouve à la surface entre les plans A et A'.

Quelle est la nature de la substance constituant la lame L due d'une part aux actions capillaires et d'autre part à la réaction (3) ?

Digitized by Google

C'est avant la solidification un liquide riche en Cu^2O à cause de la réaction dont il s'agit, mais il y a aussi certainement de l'oxyde cuivrique sans quoi la dite réaction ne pourrait avoir lieu. En prenant l'état solide ce liquide donne, soit une solution solide, soit des cristaux d'oxydule pur, séparés par de l'oxyde CuO constituant comme une mousse solide. L'examen au microscope ne permet pas de trancher la question.

Dans tous les cas la lame L n'est pas formée d'un corps pur, elle doit se comporter comme un isolant tenant en suspension une trace d'un semi-conducteur, c'est-à-dire comme un semi-isolant.

Le condensateur dissymétrique dont nous avons signalé l'existence dans la couche active du redresseur au cuivre oxydé comprendrait donc : un conducteur cuivre, un semi-conducteur qui est un mélange des deux oxydes riche en CuO et un semi-isolant formé d'un mélange des mêmes composés, mais très pauvre en CuO.

Nous nous sommes proposé de construire de toutes pièces des condensateurs analogues et de les étudier au point de vue des propriétés rectifiantes. Comme conducteur nous avons pris un métal quelconque que nous avons associé encore à l'oxyde cuivrique chimiquement pur provenant de la calcination du nitrate. Celui-ci était moulé en pastilles cylindriques à l'aide d'une presse hydraulique; une pression de 50 kg. par cmq. suffisait. On les rendait plus conductrices en les chauffant plus ou moins longtemps dans un four à une température déterminée, mais inférieure à celle pour laquelle la dissociation de CuO commence.

Comme semi-isolant nous avons pris des suspensions de poudres conductrices soit dans la gemme laque, soit dans le collodion.

De la poudre d'or par exemple était mélangée à une solution de gomme laque dans l'alcool ou à du collodion, à l'aide d'un pinceau on étendait ces émulsions sur des lames de verre et on laissait le dissolvant s'évaporer. La pellicule se séparait aisément du verre, mais il était préférable de préparer le semi-isolant sur la pastille même.

L'étude des condensateurs se fait aisément de la manière suivante : sur un cylindre de cuivre rouge C fixé verticalement dans un isolant (fig. 2) on pose la pastille d'oxyde de cuivre P sur sa face non dorée par exemple. Sur la face dorée on appuie un cylindre de cuivre de même diamètre que C à l'aide de poids connus. Le condensateur est alors formé de cuivre et d'oxyde CuO séparés par la lame de gomme laque dorée, le cylindre C inférieure établit le contact avec CuO. Pour rendre ce contact aussi parfait que pos-

Digitized by Google

sible, on peut disposer entre C et la pastille une lame de plomb, ce métal mou se moule par la pression sur la surface non polie de CuO. L'emploi de cette lame de plomb pourrait être critiqué, le métal pourrait réagir sur CuO

$$Pb + CuO = PbO + Cu + 13{,}1 \text{ Cal.}$$

pour donner du cuivre, surtout si le condensateur est traversé par un courant.

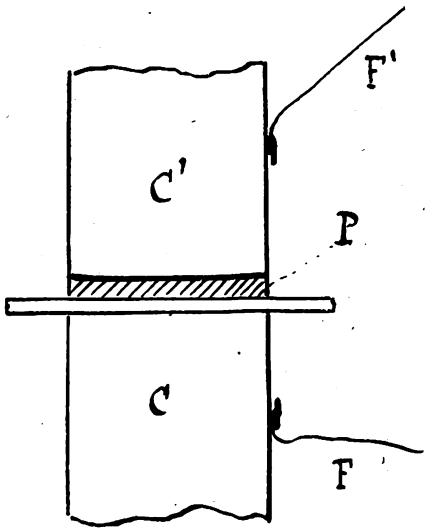


Fig 2.

Pour éviter cette critique, j'ai d'abord placé la pastille entre deux lames d'or et j'ai étudié en somme le condensateur : Or — Gomme laque dorée — CuO. Les cylindres C et C' portent deux fils qui permettent de les réunir aux bornes d'un potentiomètre, dans le circuit est aussi un galvanomètre. Voici les nombres trouvés avec une pastille moulée sous 50 kgs. maintenue ensuite pendant 10 minutes à 475° le poids placé sur la tige C' était 16,5 kgs. La différence de potentiel aux bornes du potentiomètre étant 0,592 volts, on a trouvé les intensités suivantes :

25 mic. amp. dans le cas où CuO est positif
2,15 — — négatif

La résistivité du condensateur que nous avons construit est donc nettement unilatérale. Le rapport des nombres qui mesurent les intensités est voisin de 12.

Pour un autre condensateur formé d'une pastille maintenue 10 minutes à 190° seulement, la tige C' a été posée directement sur la

Digitized by Google

surface dorée, les intensités mesurées pour la même charge, mais pour une différence de potentiel 0,33 volts ont été 44,5 mic. amp. et 10,2 mic. amp. soit pour le rapport 4,4 environ.

Le diamètre des pastilles, identique à celui des tiges de cuivre est 13 mm de sorte que la surface du condensateur est 127 mmq. On a toujours pris un gramme d'oxyde, ce qui correspond à des pastilles de 1,6 mm. d'épaisseur.

Une rondelle de cuivre oxydé prise au hasard dans un des redresseurs que l'on rencontre dans le commerce, pressée, avec la même force entre les lames de plomb qui lui correspondent et qui ont 182 mmq. de surface utile donne pour 0,117 volt les intensités : 41,3 mic. amp. et 23,4 mic. a., soit pour le rapport un nombre voisin de 2.

Nos condensateurs semblent donc se comporter comme le cuivre oxydé au point de vue de la résistivité unilatérale, le courant de plus grande intensité est observé dans les deux cas lorsque l'oxyde CuO est positif, mais les condensateurs paraissent avoir une résistivité moyenne au moins 10 fois plus grande. Cette grande résistance est due surtout à l'épaisseur de la couche d'oxyde cuivrique qui est de l'ordre du millimètre pour nos pastilles alors que, dans les rondelles oxydées, elle est intérieure au 1/10 mm. Rien n'empêche pratiquement de se rapprocher de cette limite.

Laissant de côté pour le moment les conditions d'utilisation pratique, bornons-nous à constater que les condensateurs dissymétriques comprenant un semi-conducteur formé d'oxyde cuivrique, un métal, et comme semi-isolant un film de gomme laque dorée, sont doués de la conductivité unilatérale. Ils forment aussi des systèmes rectifiants.

L'oxyde cuivrique peut-il être remplacé par tout autre semi-conducteur ? Telle est la question que l'on doit se poser tout d'abord.

On sait depuis les travaux de Tubandt que les composés qui constituent les semi-conducteurs forment trois groupes :

1° Les corps qui comme PbS, SnS, etc., présentent la conductivité purement métallique ou électronique.

2° Ceux qui ont une conductivité uniquement électrolytique. Le passage du courant est lié à un déplacement d'ions (souvent même un seul des deux ions se déplace), le sulfure d'argent cubique appartient à ce groupe.

3° Les corps à conductivité mixte comme le sulfure d'argent orthorhombique, l'oxyde cuivrique, etc.

Premier groupe. — Il est intéressant de constater que les corps du

Digitized by Google

1er groupe tels que PbS — SnS — Sb^2S^3 — CdS, etc., ne donnent pas de redresseurs si on les emploie comme il vient d'être dit. Nous avons vérifié que le charbon qui n'est certainement pas électrolyte ne donne pas non plus de condensateurs rectifiants. Tous ces corps pauvres en électrons libres sont cependant de bons rectifiants quand on les emploie d'une autre manière. La théorie élémentaire que j'ai donnée (1) leur serait applicable.

Deuxième groupe. — Il en existe très peu, l'iodure d'argent cubique, stable au-dessus de 144°,6 est à peu près le seul composé solide pour lequel la loi de Faraday est bien vérifiée quantitativement, du moins quand on utilise des électrodes d'argent. L'autre forme du système hexagonal ne se décompose pas aussi simplement, je n'ai pas encore étudié ces composés qui ne peuvent être utilisés qu'à chaud.

Troisième groupe. — Dans ce groupe on rencontre le sulfure d'argent orthorhombique stable au-dessous de 179°. Le transport de l'électricité y est assuré pour les 4/5 par les ions et pour le 1/5 par les électrons. L'oxyde cuivrique fait partie également de cette classe de semi-conducteurs.

L'électrolyse, quand elle a lieu ne se produit pas généralement sans troubles dus à la façon particulière dont se séparent les produits de la décomposition électrolytique. Quelquefois le métal prend naissance en certains points et traverse le composé sous forme de fils qui établissent un court circuit entre les électrodes (2).

Pour ces raisons, l'étude de semblables semi-conducteurs est très difficile et l'interprétation des résultats expérimentaux délicate.

Nous nous sommes proposé d'étudier d'une part le sulfure d'argent sous sa forme stable à la température ordinaire, c'est-à-dire la forme orthorhombique et d'autre part l'oxyde cuivrique.

Etude du sulfure d'argent orthorhombique.

Ce composé se moule facilement en pastilles, il est assez peu conducteur de l'électricité et présente des propriétés thermoélectriques très accentuées.

---

(1) Pélabon, *l'Onde Electrique*, n° 88, p. 160, avril 1929

(2) Lire sur ce sujet : « La conductibilité des cristaux » par A. Chrétien *Revue Générale des Sciences*, 15 novembre, 1929, p. 605.

Digitized by Google

Ces dernières nous ont été révélées de la manière suivante : nous avions disposé une pastille de sulfure d'argent entre les deux cylindres de cuivre C et C' de l'appareil considéré plus haut (fig. 2), alors que les fils F et F' étaient fixés aux bornes d'un millivoltmètre, nous fûmes alors surpris de constater une déviation de l'aiguille qui correspondait à une force électromotrice de 8 à 10 millivolts. L'aiguille n'est revenue au zéro que 5 minutes après. Comme nous avions mis la pastille avec les doigts, nous avions dû chauffer un peu plus l'une des faces. En touchant d'autre part une autre pastille avec deux fils de cuivre reliés directement aux bornes d'un milliampèremètre nous avons observé, quand l'un des fils est plus chaud que l'autre, un courant dirigé au point touché, du sulfure vers le fil chaud. Le sulfure d'argent nous a semblé aussi sensible que la galène au point de vue thermoélectrique. Dans toutes les mesures que nous avons faites, nous avons pris soin d'attendre avant de commencer, que l'équilibre thermique soit atteint.

Voyons maintenant ce que l'on observe quand on établit une différence de potentiel entre les cylindres C et C'. Immédiatement l'aiguille se trouve projetée et après quelques oscillations on peut lire les indications de l'instrument. On constate alors que l'intensité du courant diminue d'abord assez rapidement puis, plus lentement, absolument comme lorsqu'on fait passer un courant dans un électrolyte. La polarisation est décelée aussi en rompant le circuit et en réunissant les fils F et F' aux bornes d'un millivoltmètre. Nous avons remarqué que le courant de dépolarisation dure assez longtemps et que le système se comporte à la manière d'un accumulateur, ainsi une série de charges suivies de décharges l'améliore, c'est-à-dire accroît sa capacité.

Qu'arrive-t-il quand les deux électrodes ont des surfaces inégales? Nous avons considéré les cas où les électrodes sont en argent ou en or. La pastille est par exemple posée sur une lame d'argent placée elle-même sur le cylindre C' tandis que sur la face supérieure on dépose un très petit grain d'argent sur lequel le cylindre C' exerce une pression. On relie les fils F et F' aux bornes d'un potentiomètre où la différence de potentiel est V et on note les intensités à des instants déterminés. Le tableau suivant donne une idée des nombres trouvés ; i direct est le courant observé quand la grande électrode est positive ; i inverse se rapporte à l'autre sens. Entre les deux séries on a attendu, en mettant F et F' en court-circuit, que la dépolarisation soit complète. Pour $V = 0{,}091$ volts, on a eu :

Digitized by Google

	i direct	*i* inverse
Après 30 secondes	39,20 mic. amp.	17,00 mic. amp.
— 45 —	36,25	15,90
— 1 minute	35,55	15,75
— 2 —	34,62	14,60
— 3 —	34,60	13,87
— 4 —	34,60	13,75
— 5 —	34,63	13,70

Le sulfure d'argent dans le cas où les électrodes ont des surfaces très inégales, présente une conductivité unilatérale, le courant passe mieux quand l'électrode la plus grande est positive. Cette différence de conductivité est en somme due à une différence de polarisation des électrodes.

Supposons maintenant que l'on remplace l'électrode de petite surface par une lame de collodion doré préparée comme il a été dit plus haut, la différence des résistivités se trouve exagérée. Pour que les électrodes soient de même nature, nous avons dans ce cas supporté la pastille avec une lame d'or. Voici les nombres trouvés pour V = 0,102 volts :

	i direct	*i* inverse
Après 1 minute	42,25 mic. amp.	0,7 mic. amp.
— 2 —	40,75	0,7
— 3 —	39,40	0,4
— 4 —	38,50	0,6
— 5 —	37,75	0,3
— 6 —	37,50	0,6
— 7 —	37,52	0,4
— 8 —	37,50	0,7
— 9 —	36,93	0,3
— 10 —	37,21	0,6

On voit d'après ces résultats que la pellicule de gomme laque ou de collodion doré arrête pour ainsi dire le courant inverse. Les valeurs de *i* inverse ne peuvent être déterminées avec exactitude.

Ce qu'il faut surtout noter c'est que la lame de collodion doré semble réaliser une électrode de très petite surface, ou mieux un ensemble d'électrodes à la Wollaston.

Ainsi donc, le sulfure d'argent, employé comme nous l'avons indiqué donne des systèmes présentant une conductivité unilatérale de tels systèmes ne sont pas forcément des redresseurs de courants alternatifs. La polarisation et la dépolarisation exigent un temps

Digitized by Google

trop long pour se produire. A cause de cela, il est impossible de prévoir ce que donnera une force électromotrice variable.

L'expérience montre que la rectification est faible et l'intensité du courant rectifié très variable.

Nous avons étudié de la même façon l'iodure d'argent et nous avons obtenu des résultats analogues.

Etude de l'oxyde cuivrique.

L'oxyde cuivrique CuO obtenu par calcination du nitrate est une poudre noire qui se laisse mouler facilement.

Une pastille de ce composé placée entre les deux cylindres C et C', qui ont même section, devrait réaliser un contact bien symétrique. L'expérience montre qu'il n'en est rien et que le système présente toujours une résistivité unilatérale. Le tableau suivant donne les résultats d'une expérience, la pastille a été moulée sous pression de 40 kg., cmq. Pour 0,222 v., on a trouvé

	1er sens	2e sens
Après 1 minute	33,70 mic. amp.	31,25 mic. amp.
— 2 —	23,40	31,05
— 3 —	33,02	30,90
— 4 —	32,82	30,75
— 5 —	32,62	30,55

Les intensités lues pour les deux sens opposés sont bien nettement différentes. Cela prouve que la réalisation de deux contacts identiques est presque impossible quand il s'agit de corps solides.

Nous avons réduit l'étendue du contact de la pastille avec l'une des électrodes en interposant de la poudre de lycopode, nous avons de cette façon accentué notablement la différence des intensités, le courant le plus intense allant, dans la pastille de l'électrode non modifié versé, elle qui est recouverte de lycopode où le contact est moins parfait (j'appelle ce sens : sens direct). Voici quelques nombres :

	sens direct.	sens inverse.
Après 1 minute	37,15 mic. amp.	30,10 mic. amp.
— 2 —	38,00	31,04
— 3 —	38,55	31,70
— 4 —	38,75	32,00
— 5 —	39,10	32,50

Nous avons pu vérifier que le contact dissymétrique dont il s'agit est rectifiant.

Digitized by Google

Voyons maintenant le cas des pastilles recouvertes de gomme laque dorée. Celle que nous avons considérée pesait 1 gr., mesurait 12 mm. de diamètre et 1,6 mm. d'épaisseur. Moulée sous 50 kg.cmq. elle a été maintenue à 340° pendant 20 minutes avant d'être recouverte de gomme laque dorée sur l'une de ses faces. Cette pastille disposée entre les cylindres C et C' supportait une pression variable à volonté. Nous donnons dans le tableau suivant les valeurs des intensités observées pour 0,625 volts et la valeur de

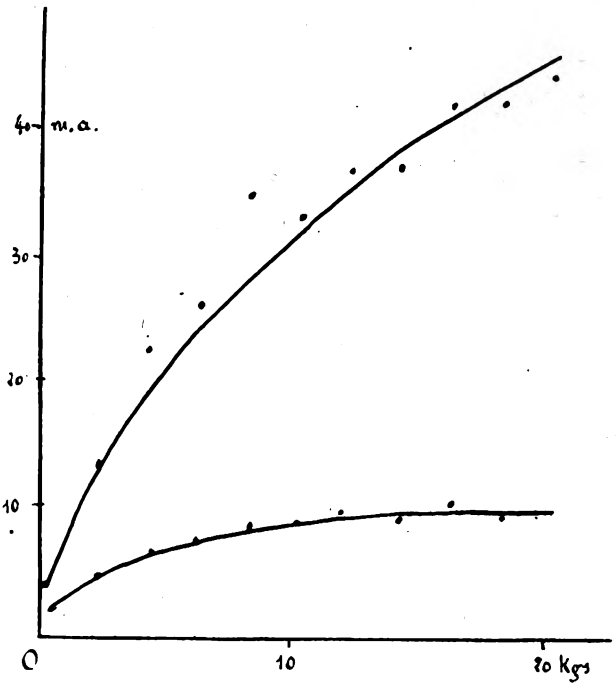


Fig. 3.

leur rapport R pour les pressions réalisées ; M représente le poids total du cylindre C' et de la charge qu'il supporte :

M	*i* direct	*i* inverse	R
26,5 kgs.	44,40 m.a.	10,10	4,39
18,5	42,80	10,00	5,28
16,5	42,50	11,00	3,85
14,5	37,70	9,70	3,88
12,5	37,50	10,60	3,53
10,5	35,80	9,55	3,82
8,5	33,50	9,20	3,85

Digitized by Google

M	*i* direct	*i* inverse	R
6,5 kgs.	26,60 m.a.	7,90	3,37
4,5	23,10	7,10	3,25
2,5	14,00	5,20	2,69
0,5	4,0	2,75	2,00

Ces résultats sont traduits par les diagrammes fig. 3 qui ressemblent à ceux que nous avons déduits de l'étude des pastilles de cuivre oxydé (1).

La même pastille d'oxyde dorée a été examinée en courant alternatif de 260 périodes, avec un voltage efficace 0,4 volts, on a trouvé pour intensité du courant rectifié les valeurs inscrites dans le tableau suivant, les nombres de la 2e colonne ont été obtenus en diminuant chaque fois la charge de 2 kg., ceux de la 3e colonne en accroissant chaque fois la charge de 2 kg., il faut les lire de bas en haut :

M	*i*	*i'*
20,5 kg.	45,00 mic. amp.	43,00 mic. amp.
18,5	43,25	41,23
16,5	43,75	40,15
14,5	40,06	37,25
12,5	38,72	36,60
10,5	36,40	33,50
8,5	36,50	33,06
6,5	31,14	27,14
4,5	24,12	23,10
2,5	19,05	17,20
0,5	5,65	—

D'où les diagrammes (1) et (2) de la fig. 4 qui ne sont pas très différents, mais qui le sont suffisamment pour montrer que l'on n'a pas absolument le même contact pour une pression donnée selon qu'on réalise celle-ci par pressions décroissantes ou par pressions croissantes.

Sur la même fig. 4, nous avons tracé la ligne qui représente les variations du rapport R avec la pression, on voit ainsi que l'intensité du courant rectifié varie dans le même sens que R.

En opérant de la même façon que pour le sulfure d'argent on constate que le passage du courant est accompagné d'une polarisation, mais en court circuit, le courant de dépolarisation dure très

(1) Pélabon l'*Onde Electrique* n° 101, p. 238, mai 1930.

Digitized by Google

peu de temps. Cette sorte de décharge est plus intense quand le courant a traversé le système dans le sens inverse.

Essayons maintenant de donner le mécanisme du passage du courant dans de semblables redresseurs.

Schématiquement, le contact comprend une pastille P d'oxyde

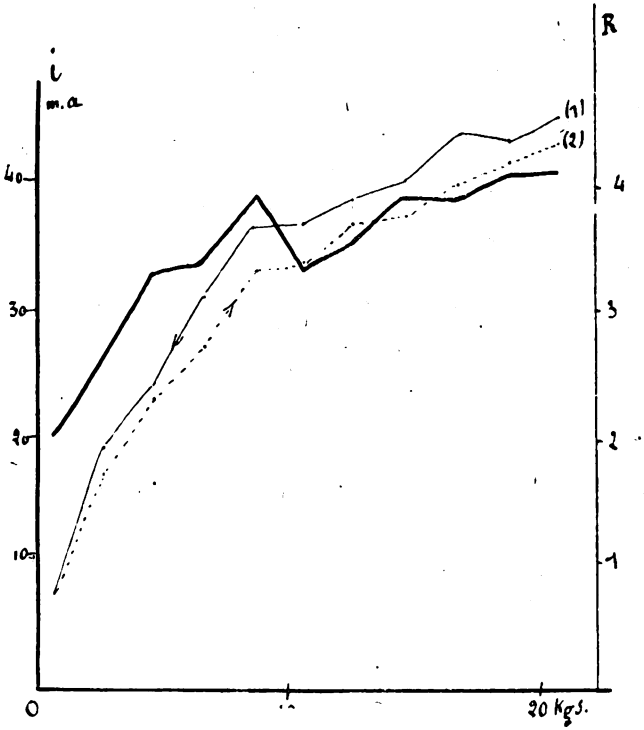


Fig. 4.

cuivrique en contact par sa face inférieure avec un métal M (fig.5). Au-dessus est la lame de gomme laque dorée qui se comporte comme un isolant enrobant des fils conducteurs très fins réunis à un métal M' (1).

Supposons que le métal M' soit positif, le courant tend à passer dans le sens de la flèche *f*, les ions Cu^{++} suivent le courant et tendent à se fixer sur la surface S du métal M, les ions O^{--} se rassemblent aux points a, b, c,... formant un barrage isolant arrêtant les électrons libres que CuO contient en faible quantité. A partir de

(1) La gomme laque dorée réalise en somme une série d'électrodes à la Wollaston.

Digitized by Google

ce moment le système réalise un condensateur qui se charge et le courant de décharge peut être notable.

Si au contraire c'est le métal M qui est positif, les ions O^{--} se répartissent sur la grande surface S qu'ils polarisent peu, les ions Cu^{++} réalisent en a, b, c.... de bons contacts et le courant passe

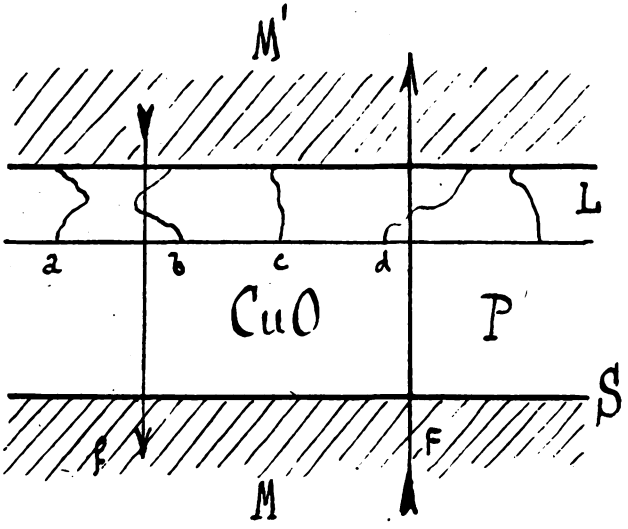


Fig. 5.

comme à travers un métal, le système ne constitue pas comme précédemment un condensateur d'où courant de décharge insignifiant.

C'est bien à cause de la conductibilité mixte de CuO que le système en question est rectifiant.

Remarque. — D'après ce que l'on sait maintenant sur les électrolytes solides, les deux ions du composé ne sont pas forcément mobiles. Si l'oxygène est seul mobile il n'y a rien à changer à l'explication précédente ; si au contraire le cuivre se déplace seul, en abandonnant l'oxygène, les électrodes se polarisent encore comme il a été dit.

Peut-on rapprocher le redresseur que nous avons construit de l'appareil connu sous le nom de redresseur cupoxyde ?

D'après la constitution de la couche active, le semi-isolant est formé de particules semi-conductrices CuO en suspension dans l'isolant Cu^2O. Schématiquement la couche d'oxydes du redresseur à la disposition de la fig. 6. Si le cuivre est positif, un courant s'établit dans le sens de la flèche *f*, mais il est bientôt arrêté par l'oxygène rassemblé à l'extrémité des canaux *m*, *n*, *p*,... Dans le cas où c'est le

Digitized by Google

métal M qui est positif, la surface S s'enrichit en oxygène, mais comme son étendue est grande, le courant passe quand même et d'autant mieux que les contacts *m*, *n*, etc., s'améliorent grâce à l'enrichissement en cuivre.

C'est probablement pour cette raison que l'intensité du courant dans le sens considéré croît souvent très lentement avec le temps.

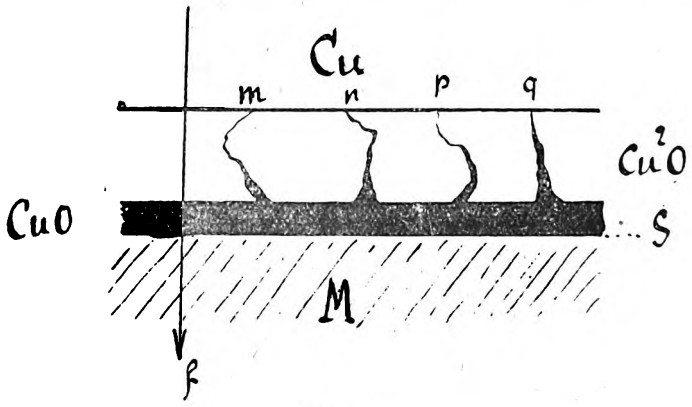


Fig. 6.

En résumé, l'examen au microscope du cuivre oxydé, l'étude du mécanisme de l'oxydation du métal, nous ont conduit à attribuer la propriété rectifiante à la présence dans la couche active d'un condensateur dissymétrique formé d'un conducteur et d'un semi-conducteur séparés par un semi-isolant. Partant de ce résultat, nous avons construit de toutes pièces de nouveaux systèmes rectifiants

La considération des trois groupes de semi-conducteurs déduits des études de Tubandt, nous a amenés à mettre à part la galène et les composés à conductivité purement électronique qui se comportent comme des métaux de faible conductivité.

Ce sont en réalité les corps qui possèdent la conductivité mixte qui sont susceptibles de former des redresseurs. En les associant à des électrodes de surfaces très inégales on forme avec les composés solides dont il s'agit des systèmes analogues au détecteur électrolytique du Général Ferrié.

H. Pelabon.

Digitized by Google

RÉSISTANCE DE RAYONNEMENT D'UNE PETITE ANTENNE OSCILLANT EN DEMI-ONDE [1]

par S. SONODA,

Professeur à l'Ecole technique de Hiroshima (Japon).

SOMMAIRE. — Il est possible de calculer *a priori* la résistance de rayonnement d'une antenne oscillant en demi-onde [2], mais dans le cas des ondes très courtes, cette résistance dépend dans de larges limites de la valeur de la correction des extrémités. Nous nous sommes proposés, pour une antenne de très faible longueur, de déduire cette résistance de la mesure de l'amortissement des oscillations libres de l'antenne et de comparer la valeur obtenue avec celle que donne le calcul direct

L'amortissement de l'antenne a été obtenu par le tracé expérimental de sa courbe de résonance. En tenant compte de la différence entre la longueur de l'antenne en résonance et la longueur de la demi-onde et en utilisant l'équation de propagation le long des fils, nous avons déduit de cet amortissement la résistance totale. La résistance ohmique a été calculée à partir des formules relatives à l'effet pelliculaire, elle est une très faible fraction de la résistance de rayonnement.

Pour des ondes de 17,8 cm., la longueur de l'antenne en résonance était inférieure de 1 cm. 8 à la demi-longueur d'onde. La résistance de rayonnement, calculée en supposant que cette différence est due à une capacité localisée aux extrémités est 121 ohms, l'expérience nous a donné 100 ohms. L'écart entre ces deux valeurs est assez petit pour pouvoir provenir du fait que la perturbation des extrémités n'est pas localisée, mais modifie la distribution sinusoïdale du courant jusqu'à une distance non négligeable de l'extrémité de l'antenne.

Courbe de résonance d'une antenne oscillant en demi-onde.

En vue de déterminer la résistance de rayonnement d'une petite antenne oscillant en demi-onde, nous nous sommes proposé, de mesurer par le tracé de sa courbe de résonance, l'amortissement de ses oscillations libres.

Pour éviter, autant que possible, les perturbations produites par les murs du laboratoire et tous les objets voisins, nous avons fait cette étude en utilisant les ondes très courtes d'un oscillateur Pierret [3]. La longueur d'onde était seulement 17 à 18 cm. ; elle

(1) Travail fait au laboratoire de physique de la Faculté des Sciences de Nancy.

(2) RUDENBERG. *Annalen der Physik*, t. 25, p. 453.
H. ABRAHAM. *Physikalische Zeitschrift*, t. 2, p. 329-334, § 1901.
W. PIERCE. *The Proceedings of the American Academy of Arts and Sciences*, t. 52, p. 192-252, 1916.

(3) E. PIERRET. Comptes-Rendus, t. 186, p. 1601, 1928.

Digitized by Google

était déterminée par la mesure de l'internœud sur une ligne couplée à l'oscillateur.

Une petite antenne rectiligne est disposée verticalement au voisinage de l'oscillateur. Au milieu de l'antenne est intercalée une soudure thermoélectrique constituée par deux fils croisés de fer et de constantan, de longueur 0,5 cm. et de diamètre 0,005 cm.

Deux des branches de la croix sont soudées à de petits fragments de tubes de laiton, supportés par un morceau d'ébonite de dimensions $2 \times 1,8 \times 1,4$ cm. percé d'un large trou dans lequel est logé

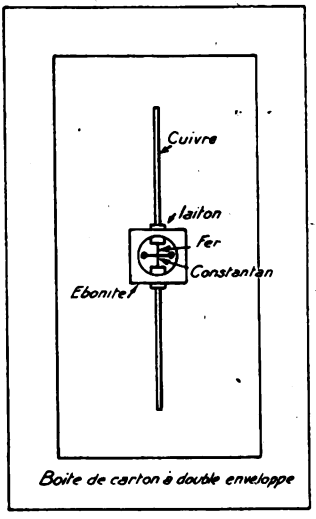


Fig. 1.

la soudure thermoélectrique (fig. 1). Ces tubes ont 0,3 cm. de diamètre extérieur et 1,1 cm. de longueur, on y entre, à frottement dur, des tiges de cuivre de longueurs variées dont le diamètre est 0,19 cm. On peut en changeant ces tiges modifier la longueur totale de l'antenne.

Les deux autres branches de la croix sont réunies par deux fils tordus ensemble à un galvanomètre ; les déviations de ce galvanomètre mesurent le carré de l'intensité efficace du courant au milieu de l'antenne.

La soudure se trouvant en un point de l'antenne dont le potentiel ne varie pas, des courants oscillants ne sont pas dérivés le long des fils allant vers le galvanomètre et les oscillations ne sont pas troublées par eux.

Pour éviter des variations de température accidentelles de la sou-

Digitized by Google

dure, l'antenne est enfermée dans une double boîte en carton mince. Les dimensions de la boîte intérieure sont $5{,}5 \times 5{,}5 \times 12$ cm.

La distance entre l'antenne et l'oscillateur a, au cours des diverses séries d'expériences varié entre 5 et 20 cm. Nous n'avons pas constaté, de ce fait, des différences appréciables entre les diverses valeurs de l'amortissement des oscillations libres de l'antenne.

L'oscillateur fonctionnant à amplitude et à fréquence constante, nous mesurons l'intensité efficace au milieu de l'antenne pour diverses longueurs de celle-ci, de part et d'autre de la longueur pour laquelle elle est en résonance.

Pour tracer la courbe de résonance, il faut connaître les fréquences propres de l'antenne qui correspondent à ces longueurs variées. Pour des ondes aussi courtes, on ne peut admettre que la longueur d'onde de l'antenne est le double de sa longueur. En effet, la déviation du galvanomètre est maximum et l'antenne est en résonance

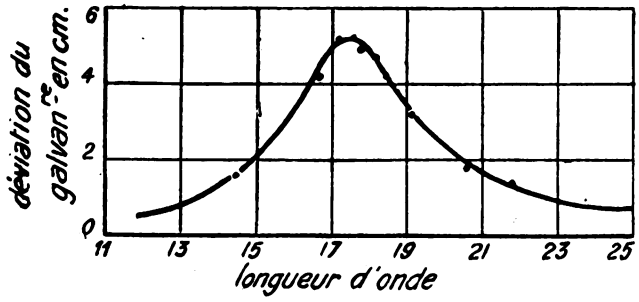


Fig. 2.

lorsque sa longueur L est inférieure de 1,8 cm. à la demi-longueur d'onde 8,9 cm. ΔL étant cet écart, nous avons admis que, pour les faibles variations de longueur autour de la résonance, la différence relative $\frac{\Delta L}{L}$, était inversement proportionnelle à la longueur d'onde propre de l'antenne λ.

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{k}{\lambda}.$$

Des valeurs précédentes, on déduit k, qui a été trouvé égal à 4,5. La longueur d'onde propre de l'antenne s'exprime alors en fonction de sa longueur par la relation

$$\lambda = L\left(1 + \sqrt{1 + \frac{9}{L}}\right).$$

En portant en abscisses les longueurs d'onde de l'antenne et en

Digitized by Google

ordonnées les déviations du galvanomètre, nous avons tracé la courbe de résonance de l'antenne des figures 2, 3 et 4.

Les courbes représentent des courbes de résonance obtenues à la suite de 5 séries de mesures, faites en modifiant soit la distance entre l'oscillateur et l'antenne, soit les conditions de fonctionnement de l'oscillateur Pierret sur lequel nous utilisions une lampe Métal du modèle T. M. C. La courbe de la figure 2 a été tracée pour 8,7 cm. de distance entre l'oscillateur et l'antenne, celle de la figure 3 pour 5 cm.,

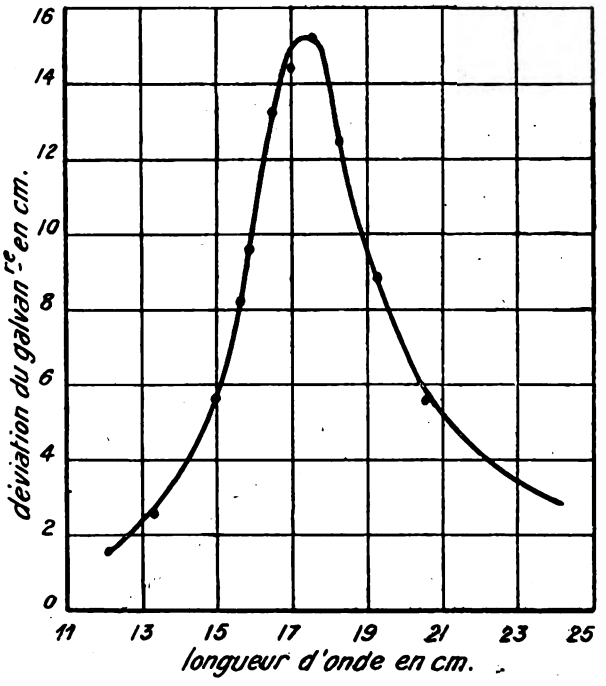


Fig. 3.

celle de la figure 4 pour 20 cm. Pour cette dernière distance nous avons fait d'autres séries de mesures non représentées. Les courants de grille et de plaque de la lampe oscillatrice étaient 64 et 0,02 milliampères, 67 et 0,02, 60 et 0,02.

Les deux premières courbes ont été obtenues en utilisant un galvanomètre moins sensible que celui qui a ensuite servi et sans entourer de boîtes de carton l'antenne réceptrice.

Le tableau reproduit plus loin donne les valeurs λ de la longueur d'onde de résonance correspondant à 5 séries de mesures et les

Digitized by Google

valeurs des longueurs d'ondes propres de l'antenne pour lesquelles la déviation du galvanomètre est réduite à moitié de la déviation de résonance.

Les équations de propagation le long des fils, et en supposant que les constantes électriques de l'antenne sont uniformément distribuées, permettent de trouver l'équation de la courbe de résonance.

$$I^2 = \frac{E^2}{r^2 + \left(l\omega - \frac{\pi^2}{L^2\omega c}\right)^2}$$

l étant la force électromotrice efficace par unité de longueur, r, l

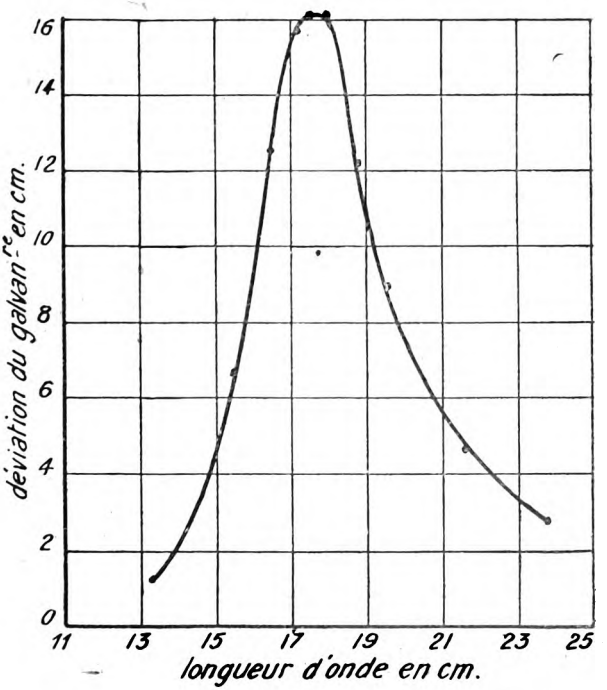


Fig. 4.

et c les résistances, self-induction et capacité par unité de longueur; ω la pulsation de la force électromotrice.

On trouve également que l'amortissement des oscillations en demi-onde est

$$\alpha = \frac{r}{2l}.$$

Digitized by Google

Des deux équations précédentes, on déduit

$$\alpha = \frac{\pi v \lambda_0}{2} \left(\frac{1}{\lambda_1^2} - \frac{1}{\lambda_2^2} \right)$$

v est la vitesse de propagation ; λ_0 la longueur d'onde de résonance ; λ_1 et λ_2 les longueurs d'onde pour lesquelles l'ordonnée de la courbe de résonance est la moitié de l'ordonnée maximum.

Les 5 séries d'expériences donnent les résultats suivants :

	I	II	III	IV	V	Moyennes
λ_0	17,60	17,65	17,80	18,05	17,80	17,80
λ_1	15,63	15,73	15,93	15,95	15,81	15,81
λ_2	19,70	19,75	20,05	20,10	19,82	19,88

La valeur de l'amortissement déduite des moyennes de ce tableau est

$$\alpha = 0{,}123 \times 10^{10}.$$

Les valeurs extrêmes correspondant aux diverses séries de mesures sont $0{,}117 \times 10^{10}$ et $0{,}127 \times 10^{10}$. La valeur moyenne correspond à un décrement logarithmique

$$\delta = 0{,}729.$$

L'amplitude d'une oscillation libre de l'antenne est à peu près la moitié de l'amplitude de l'oscillation précédente.

De la connaissance de cet amortissement, nous avons cherché à tirer celle de la résistance totale de l'antenne, comprenant à la fois la résistance ohmique et la résistance de rayonnement.

Il nous faut trouver la self-induction de l'antenne, nous l'avons calculé par l'intégrale de Neumann (1) pour un courant superficiel.

L étant la longueur totale de l'antenne ; L_c, L_l les demi-longueurs des tiges de cuivre et des tubes de laiton ; L_s la longueur de la partie de la soudure intercalée dans l'antenne ; b_c, b_l et b_s les rayons de ces différentes parties, on trouve pour le coefficient de self-induction moyen par unité de longueur

(1) H. POINCARÉ, *Electricité et Optique*, t. II, p. 186, 1891.

Digitized by Google

$$l_s = \frac{2}{L}\left[\frac{L}{b_c}\sin h^{-1}\frac{L}{b_c} + \frac{L_c}{b_c}\sin h^{-1}\frac{L_c}{b_c} - \frac{L - L_c}{b_c}\sin h^{-1}\frac{L - L_c}{b_c}\right.$$
$$- \sqrt{1+\left(\frac{L}{b_c}\right)^2} - \sqrt{1+\left(\frac{L_c}{b_c}\right)^2} + \sqrt{1+\left(\frac{L-L_c}{b_c}\right)^2} + 1$$
$$+ \frac{L - L_c}{b_l}\sin h^{-1}\frac{L - L_c}{b_l} + \frac{L_c + L_l}{b_l}\sin h^{-1}$$
$$- \frac{L_c + L_l + L_s}{b_l}\sin h^{-1}\frac{L_c + L_l + L_s}{b_l} \quad \frac{L_c}{b_l}\sin h^{-1}\frac{L_c}{b_l}$$
$$- \sqrt{1+\left(\frac{L - L_c}{b_l}\right)^2} - \sqrt{-1+\left(\frac{L_c + L_l}{b_l}\right)^2}$$
$$+ \sqrt{1+\left(\frac{L_c + L_l + L_s}{b_l}\right)^2} + \sqrt{1+\left(\frac{L_c}{b_l}\right)^2}$$
$$+ \frac{L_c + L_l + L_s}{b_s}\sin h^{-1}\frac{L_c + L_l + L_s}{b_s} - \frac{L_c + L_l}{b_s}\sin h^{-1}\frac{L_c + L_l}{b_s}$$
$$\left. - \sqrt{1+\left(\frac{L_c + L_l + L_s}{b_s}\right)^2} + \sqrt{1+\left(\frac{c + L_l}{b_s}\right)^2}\right].$$

Cette formule donne

$$l_s = 7{,}98 \text{ cm.}$$

La self-induction totale de l'antenne serait $L l_s$, si le courant avait la même intensité le long de toute cette antenne ; or, l'intensité du courant a une répartition sinusoïdale. A cause de l'influence des extrémités, la longueur de l'antenne L est inférieure à la demi-longueur d'onde $\frac{\lambda_0}{2}$, cette différence est due à la capacité des extrémités, nous supposerons cette capacité localisée au point extrême du fil. Ceci revient à admettre une distribution sinusoïdale de demi-longueur d'onde $\frac{\lambda_0}{2}$, qui donne à l'extrémité un courant qui n'est pas nul.

La self-induction moyenne par unité de longueur pour une telle distribution est

$$l = \frac{2}{\pi}\frac{\lambda_0}{2L}\cos 2\pi\frac{\frac{1}{4}(\lambda_0 - 2L)}{\lambda_0} l_s$$
$$= 0{,}755 \times 7{,}98 = 6{,}03 \text{ cm}$$

ou

$$l = 6{,}03 \times 10^{-9} \text{ henry.}$$

De la valeur trouvée pour l'amortissement α, on déduit par la relation

Digitized by Google

$$\alpha = \frac{r}{2l}$$

la résistance totale de l'antenne rL, on trouve

$$R = rL = 105{,}4 \text{ ohms.}$$

C'est la valeur résultant de la moyenne des différentes séries de mesures, les valeurs extrêmes données par chacune de ces séries sont 103,9 ohms et 107,7 ohms. L'erreur expérimentale est donc inférieure à 2,1 %.

Pour obtenir la résistance de rayonnement, il faut retrancher de la valeur trouvée la résistance ohmique. Nous avons calculé cette dernière, en tenant compte de l'effet pelliculaire, par la formule de Stefan

$$R_j = R_0\left[\pi b\sqrt{\frac{\mu f}{\rho}} + \frac{1}{4}\right]^{(1)}.$$

Nous avons fait le calcul pour chacune des parties de l'antenne dont les résistivités ρ et les rayons b sont différents.

Pour la perméabilité μ du fil de fer de la soudure nous avons admis la valeur 74 trouvée par Laville (2) pour de hautes fréquences.

La valeur ainsi obtenue de la résistance ohmique est

$$R_j = 5{,}5 \text{ ohms.}$$

Cette résistance n'est qu'une faible fraction de la résistance totale, et il reste pour la résistance de rayonnement

$$R_r = 100 \text{ ohms.}$$

Le calcul, *a priori*, de cette résistance, peut être fait en considérant chaque élément du fil comme un doublet. Si h est la longueur de rayonnement du fil, la relation bien connue

$$R_r = 80\pi^2\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \text{ ohms}$$

donne la résistance de rayonnement.

Pour une distribution uniforme du courant b long d'un fil dont la longueur est une demi-onde, on trouve 197,4 ohms. Pour une antenne oscillant en demi-onde le courant étant nul aux extrémités, on trouve 80 ohms.

Nous avons vu que l'antenne que nous utilisons est, à cause de la capacité des extrémités, de longueur inférieure à $\frac{\lambda}{2}$. En imaginant cette capacité localisée au point extrême du fil, la hauteur de

(1) H. Bouasse : *Ondes hertziennes*, p. 121.
(2) G. Laville, *Annales de Physique*, 10e série, t. II, p. 391, 1924.

Digitized by Google

rayonnement est $$h = \frac{\sin \theta}{\theta} L$$

θ étant l'angle de phase correspondant à la demi-longueur de l'antenne. De l'écart observé entre la longueur L et la demi-longueur d'onde $\frac{\lambda_0}{2}$, on déduit

$$\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{2L}{\lambda_0} = 71°11'.$$

De la valeur de h ainsi déterminée, résulte pour la résistance de rayonnement de l'antenne que nous avons étudiée

$$R_r = 121 \text{ ohms.}$$

La résistance ainsi calculée est supérieure de 21 ohms à celle que

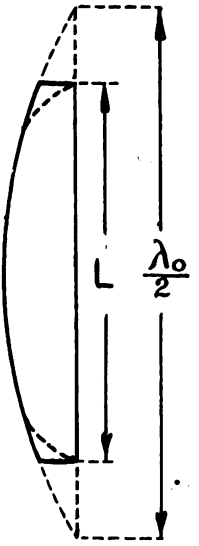


Fig. 5.

nous avons fait dériver de la mesure de l'amortissement. La différence atteint 20 0/0. Nous avons montré que l'erreur expérimentale 2 2 0/0 sur ce dernier est très inférieure à cet écart.

Ce résultat s'explique de la manière suivante, nous avons dû, pour le calcul de la résistance de rayonnement, localiser au point extrême du fil la capacité des extrémités et admettre une chute brusque du courant aux extrémités (fig. 5). En réalité la distribution du courant s'écarte d'une sinusoïde avant l'extrémité. Il en résulte une diminution notable de la résistance de rayonnement, et la valeur véritable de celle-ci est plus petite que celle que donne un calcul qu'il n'est pas possible de rendre correct.

S. Sonoda.

Digitized by Google

SUR UN PROCÉDÉ DE GUIDAGE DES AVIONS

par M. BIOT.

Ingénieur civil des Mines, Ingénieur électricien U. I. Lv.

SOMMAIRE. — Le procédé permet, non pas un guidage proprement dit, mais le repérage de la position d'un avion par la connaissance exacte du chemin parcouru.

Pour cela on crée sur le trajet de l'avion une zone d'interférences entre deux émissions synchrones; on ajoute au récepteur de l'avion un « compteur » qui enregistre le nombre de maximums et de minimums successifs; connaissant la longueur d'onde, on en déduit le parcours fait.

Plusieurs variantes d'application sont décrites.

Principe. — Considérons deux émetteurs A et B d'ondes entretenues de pulsations respectives ω_1 et ω_2 se propageant dans un milieu homogène, et soit C un récepteur situé entre A et B, à des

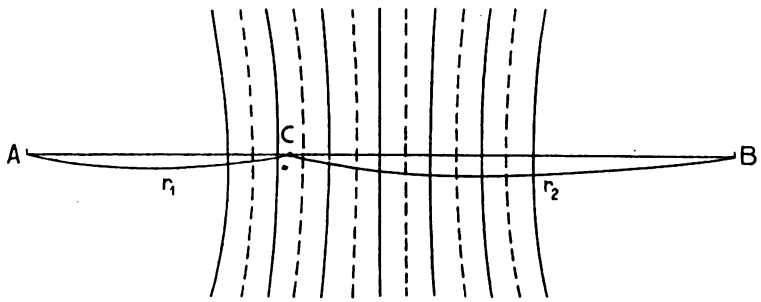


Fig 1.

distances r_1 et r_2 des émetteurs. La grandeur instantanée du champ en C est de la forme

$$E = A \sin \omega_1\left(t - \frac{r_1}{v_1}\right) + B \sin \omega_2\left(t - \frac{r_2}{v_2}\right)$$

où v_1 et v_2 figurent les vitesses moyennes de phase des ondes hertziennes. Ces vitesses peuvent être fonction de r_1 et de r_2.

Supposons que les amplitudes des deux champs soient égales. — Dans ce cas l'énergie reçue est proportionnelle au carré de

Digitized by Google

$$\sin\omega_1\left(t-\frac{r_1}{v_1}\right)+\sin\omega_2\left(t-\frac{r_2}{v_2}\right)$$
$$=2\sin\left[\left(\frac{\omega_1+\omega_2}{2}\right)t-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1\omega_1}{v_1}+\frac{r_2\omega_2}{v_2}\right)\right]$$
$$\cos\left[\left(\frac{\omega_1-\omega_2}{2}\right)t-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1\omega_1}{v_1}-\frac{r_2\omega_2}{v^2}\right)\right].$$

Considérons le lieu des zéros d'énergie.

Ces lignes sont données par les équations

$$(1)\qquad \left(\frac{\omega_1+\omega_2}{2}\right)t-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1\omega_2}{v_1}+\frac{r_2\omega_2}{v_2}\right)=R\pi.$$

$$(2)\qquad \left(\frac{\omega_1-\omega_2}{2}\right)t-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1\omega_1}{v_1}-\frac{r_2\omega_2}{v_2}\right)=\left(m+\frac{1}{2}\right)\pi.$$

Introduisons les fréquences et des longueurs d'onde moyennes en posant.

$$\omega_1=\Omega-\omega=2\pi(F-f)$$
$$\omega_2=\Omega+\omega=2\pi(F+f)$$
$$\lambda_1=\frac{v_1}{f_1}=2\pi\frac{v_1}{\omega_1}$$
$$\lambda_2=\frac{v_2}{f_2}=2\pi\frac{v_2}{\omega_2}.$$

Les équations (1) et (2) deviennent :

$$Ft-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1}{\lambda_1}+\frac{r_2}{\lambda_2}\right)=\frac{R}{2}$$
$$-ft-\frac{1}{2}\left(\frac{r_1}{\lambda_1}-\frac{r_2}{\lambda_2}\right)=\frac{1}{2}\left(m+\frac{1}{2}\right).$$

On obtient ainsi un réseau de courbes se confondant sensiblement avec un réseau d'ellipses et d'hyperboles homofocales lorsque ω_1 diffère peu de ω_1. Les ellipses s'agrandissent avec une vitesse considérable en donnant lieu au champ de haute fréquence. Par contre, les hyperboles ne bâlayent l'espace en allant de B vers A que si ω_1 est différent de ω_2.

Nous supposerons dans la suite que les émetteurs A et B ont rigoureusement même fréquence

$$\omega_1=\omega_2=\Omega=\frac{2\pi c}{\lambda}$$

ce que l'on peut réaliser pratiquement en relayant une des deux émissions.

Les résultats trouvés ci-dessus doivent alors être particularisés comme suit : les vitesses v_1 et v_2 sont toujours les vitesses moyennes

Digitized by Google

de phase des deux ondes le long des distances r_1 et r_2 et l'équation (2) peut s'écrire puisque $\omega_1 = \omega_2 = \Omega$

$$\frac{r_2}{v_2} - \frac{r_1}{v_1} = (2m + 1)\frac{\pi}{\Omega}.$$

Si v_1 et v_2 ne varient pas dans le temps, les courbes ainsi définies sont fixes. Ce sont des hyperboles si $v_1 = v_2 = C^{te}$. La distance de deux nœuds consécutifs vaut très approximativement $\frac{\lambda}{2}$.

Repérage des avions. — Voyons comment on peut appliquer ces considérations au repérage hertzien à la surface de la terre.

1° Nous avons considéré des champs d'amplitudes égales dans le plan de symétrie. En réalité, elles varient un peu plus rapidement que $\frac{1}{r}$ et les zéros d'énergie sont remplacés par des minima.

Si la réception se fait avec circuit détecteur, l'amplitude perçue sera la moyenne du carré de la somme des champs.

$$\overline{(E_A + E_B)^2} = \overline{E^2_A} + \overline{E^2_B} + 2\overline{E_A E_B}.$$

La différence de deux amplitudes consécutives maxima et minima vaut, en négligeant la variation de grandeur des champs sur la distance d, un quart de longueur d'onde.

$$\overline{(E_A + E_B)^2} - \overline{(E_A - E_B)^2} = 4\overline{E_A E_B}.$$

Cette différence d'amplitude est donc sensiblement constante à une distance suffisante des émetteurs. Supposons par exemple le récepteur C situé sur AB à une distance x de A. Si les champs obéissent à la loi hyperbolique, la différence d'amplitude est :

$$\overline{E_A E_B} = \frac{K}{x(AB - x)}$$

pour $x = \frac{AB}{2}$ $\qquad E_A E_B = \frac{4K}{\overline{AB}^2}$

pour $x = \frac{AB}{4}$ $\qquad E_A E_B = \frac{4}{3}\frac{4K}{\overline{BA}^2}$

On voit donc qu'entre les points

$$x = \frac{AB}{4} \quad \text{et} \quad x = \frac{3}{4}\,AB,$$

la variation de la différence des amplitudes est de l'ordre de 30 0/0 seulement.

2° Pour *certaines gammes* de longueur d'onde (ondes longues), il est possible de remplacer le plan de symétrie des ondes envisagé

Digitized by Google

plus haut, par une portion plus ou moins vaste du Géoide. Dans ces conditions, les minima sont situés sur des courbes sensiblement confondues avec des hyperboles géodésiques.

Remarquons que les vitesses moyennes de phase v_1 et v_2 ainsi que l'intensité du champ, étant influencées par la nature du sol, les positions et les grandeurs des minima s'écarteront dans une certaine mesure des valeurs théoriques.

Généralisation. — On voit de suite une application de ces considérations au repérage hertzien. Un tel système de deux antennes placé sur un radio-alignement permettrait, par simple comptage des minima, de connaître à chaque instant la distance avec une grande précision. Mais on peut donner à la méthode une application beaucoup plus vaste.

Considérons en effet, deux groupes d'émetteurs AB, CD de longueur d'onde λ_1 et λ_2. Si les directions AB, CD sont sensiblement perpendiculaires, nous créons un système croisé de lignes nodales.

Nous pouvons attribuer à chaque ligne de ces deux groupes des numéros d'ordre m_1, m_2, et créer ainsi un système de coordonnées univoque. Un mobile qui parviendrait à compter algébriquement le nombre de lignes nodales traversées dans chaque groupe, connaîtrait à chaque instant ses coordonnées. Nous allons voir comment on peut, d'une manière simple, déterminer le *sens* du déplacement. La position se déduirait immédiatement de l'inspection d'une carte dont le canevas serait précisément constitué par les lignes nodales avec leur numéro d'ordre. Si ces lignes subissaient une déformation périodique connue dans le temps, il suffirait évidemment de dresser plusieurs cartes pour différentes heures.

Procédé de comptage. — Voici maintenant un procédé qui permettrait de réaliser le comptage des nœuds en tenant compte du sens du déplacement.

Considérons les deux émetteurs A et B. Si B fonctionne comme relais vis-à-vis de A, ils sont rigoureusement synchrones. Il peut exister un certain déphasage φ entre l'onde reçue par B et celle réémise. Emettons un train d'onde B, pendant 1/30 de seconde par exemple avec ce déphasage φ, pendant le 1/30 de seconde suivant, émettons un nouveau train B, déphasé de $\varphi + 120°$ et enfin pendant le 1/30 de seconde suivant un troisième train déphasé de $\varphi + 240°$. Si nous modulons chacune de ces émissions à des fréquences respectives $f_1 f_2 f_3$, nous créons dans l'espace trois systèmes de lignes nodales caractérisé chacun par une fréquence de modula-

Digitized by Google

tion et se répétant tous les dixièmes de seconde. Ces trois systèmes sont décalés l'un par rapport à l'autre d'une distance qui, sur la droite AB, a pour valeur $1/3 \frac{\Lambda}{2}$.

Le récepteur d'un type quelconque ne comporte de dispositif spécial qu'après l'étage basse fréquence. Le courant de sortie de celui-ci est en effet composé d'un courant continu et de trois courants alternatifs de fréquences respectives $f_1 f_2 f_3$ durant chacun du 1/30 de seconde et dont les amplitudes comprennent deux parties, l'une due au terme $\overline{E_A^2 + E_B^2}$ est la même pour les trois fréquences; l'autre due à $\overline{E_A E_B}$ donne lieu à trois amplitudes différentes proportionnelles à

$$\sin \psi, \quad \sin (\psi + 120°), \quad \sin (\psi + 240°)$$

ou ψ dépend de la position par rapport aux nœuds.

Si nous faisons passer ces courants à travers trois circuits bouchons $C_1 C_2 C_3$ en série accordés sur $f_1 f_2 f_3$, nous recueillons aux bornes de ces circuits trois tensions dont les amplitudes se composent de trois parties égales plus trois autres proportionnelles à

$$\sin \psi, \quad \sin (\psi + 120°) \sin, \quad (\psi + 240°).$$

Faisons agir ces tensions à travers des redresseurs (à oxydes par exemple) sur les trois phases d'un petit moteur synchrone. Bien que les courants ainsi produits dans chaque phase soient fournis successivement à des intervalles de 1/30 de seconde, on peut considérer cependant que, grâce à la self des bobines et à la masse de l'induit, le champ du stator a une forme fixe dans l'espace. Il se compose d'un champ uniforme et d'un champ sinusoïdal dont l'angle de position magnétique par rapport au stator, est précisément égal à ψ.

Lorsque le récepteur se déplace dans les lignes nodales, le champ uniforme qui résulte de $\overline{E_A^2 + E_B^2}$ varie en grandeur, tandis que le champ périodique tourne d'un certain angle en même temps qu'il change d'amplitude. Seule, la partie rotative du champ agit sur l'induit polarisé. Celui-ci tourne de 360° magnétique dans un sens ou dans l'autre chaque fois que la différence de marche des ondes reçues varie d'une longueur d'onde, ou encore chaque fois que le récepteur passe d'une hyperbole à une autre dont la distance des sommets vaut une demi longueur d'onde. Un compte-tours entraîné par le moteur synchrone donnera à chaque instant la variation d'une des coordonnées.

On peut adjoindre au système AB d'émetteurs un second système CD caractérisé en principe par une autre longueur d'onde AB,

Digitized by Google

et d'autres fréquences de modulation $f'_1 f'_2 f'_3$ de manière à créer des lignes nodales, se coupant sensiblement à angle droit. Un récepteur accordé sur les deux longueurs d'onde, effectuant séparément la détection de chacune des deux ondes enverra les six fréquences de modulation obtenues à la sortie de l'étage B.F. dans six circuits bouchons accordés. Les courants redressés comme plus haut agiront sur deux moteurs synchrones enregistrant cette fois la variation des deux coordonnées.

Tel est le principe du procédé.

Pratiquement, il serait probablement plus commode de remplacer les circuits bouchons par des lamelles vibrantes en résonance et fermant le circuit d'une pile. Un procédé très simple permet de ne tenir compte que de la différence d'amplitude.

Variantes. — On peut remarquer qu'il n'est pas nécessaire sous certaines conditions, d'utiliser deux longueurs d'ondes différentes à la réception, ni d'émettre successivement les différents trains d'ondes déphasées d'un même groupe.

Considérons en effet le groupe AB d'émetteurs. Le champ E_A et les trois champs décalés de 120°, $E_{B_1} E_{B_2} E_{B_3}$ lorsqu'ils sont reçus simultanément, donne après détection, un courant moyen proportionnel à

$$\overline{E^2_A} + \overline{E^2_{B_1}} + \overline{E^2_{B_2}} + \overline{E^2_{B_3}} + 2\overline{E_A E_{B_1}} + 2\overline{E_A E_{B_2}} + 2\overline{E_A E_{B_3}} + 2\overline{E_{B_1} E_{B_2}} + 2\overline{E_{B_1} E_{B_3}} + 2\overline{E_{B_2} E_{B_3}}.$$

Les termes carrés agissent d'égale façon sur les trois phases. Si les modulations sont sinusoïdales, le produit $\overline{E_{B_1} E_{B_2}}$ par exemple est un produit de sinus et donne lieu à deux composantes, de fréquences $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$. On peut choisir les fréquences $f_1 f_2 f_3$ de telle manière qu'aucune somme ou différence de deux d'entre elles ne soit égale à l'une d'elles. Dans ces conditions seuls agissent séparément sur chacune des phases les termes

$$\overline{E_A E_{B_1}}, \quad \overline{E_A E_{B_2}}, \quad \overline{E_A E_{B_3}}.$$

Toutefois l'émission du groupe CD sur la même longueur d'onde ne pourra se faire simultanément. Un dispositif de synchronisation utilisant une onde auxiliaire ou l'une des ondes principales elles-mêmes, permettra de réaliser la périodicité et la succession des deux émissions sans chevauchement en les emboîtant le mieux possible. Ceci semble assez facile à réaliser pratiquement à l'aide de bobines tournantes où des courants sont induits périodiquement et agissent sur l'émetteur après amplification.

Digitized by Google

Au lieu d'un enregistrement par compte-tours, on peut à bord d'un avion par exemple, utiliser le déplacement d'un petit cliché photographique d'une carte de canevas approprié, projeté sur un écran transparent placé devant le point de croisement de deux droites sur l'écran indiquerait, à chaque instant, au pilote sa position.

Il n'est pas nécessaire non plus d'utiliser quatre émetteurs ; trois suffisent par exemple ABD. D'ailleurs il est possible de créer un radio-alignement sans complication nouvelle et, par conséquent, avec une seule longueur d'onde en utilisant les fréquences $f_1 + f_3$ de l'émetteur et $f'_1 + f'_3$ de l'émetteur D. Celles-ci agissent sur deux lames en résonance dont les amplitudes de vibration indiquent la situation par rapport à l'alignement.

En ce qui concerne les brouillages, on peut dire que ceux-ci sont peu probables, car il faudrait la réalisation simultanée de la longueur d'onde et de la fréquence de modulation.

On peut admettre une précision de l'ordre du cinquième de la distance des nœuds, soit de 100 m. pour une longueur d'onde de 1.000 m.

M. Biot

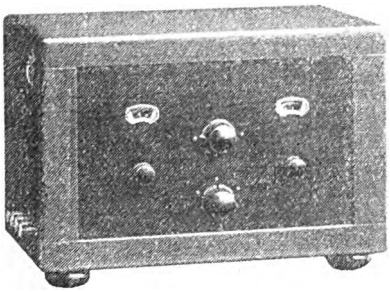
Digitized by Google

LE 7e SALON DE LA T. S. F.
EXPOSITION INTERNATIONALE 1930

Le 7e Salon de la T.S.F. s'est tenu à Paris, du 26 septembre au 12 octobre 1930.

Sa tradition habituelle avait subi deux modifications : le cadre n'était plus le Grand Palais ; et d'autre part, il n'était plus exclusivement national ; on avait admis les exposants des pays disposés à user de réciprocité dans leurs propres Expositions ; il semble que bien peu aient accepté cet échange de bons procédés.

Le nombre total des exposants n'était, en effet, que de 191, au lieu de 239 l'année précédente ; l'industrie radio-électrique n'est pas sans ressentir un appréciable ralentissement.



Poste E3. — Etablissements Péricaud ; 3 lampes dont 1 à grille-écran ; Alimentation sur le secteur.

Les postes de réception radiophonique et leurs accessoires constituent évidemment la plus importante partie de l'Exposition.

Récepteur de radio-diffusion.

Nous avons compté 58 fabricants de récepteurs, présentant 253 modèles différents.

Le public a donc le choix — trop, peut-être, car l'exploration rapide des stands, parmi la foule assez dense des visiteurs, est généralement superficielle, et ne permet pas d'apprécier exactement les progrès accomplis. Aussi les opinions sont-elles partagées : certains optimistes découvrent avec admiration des détails insignifiants ; par

Digitized by Google

contre, les pessimistes observent que les ébénisteries de l'année ressemblent aux précédentes, et concluent que rien n'est changé.

Nous croyons qu'ils ont également tort, et que le salon marque un progrès technique réel; pas sensationnel sans doute, mais intéressant. Révolution? Non; Evolution? Oui.

Une statistique exacte révèle un changement très net sur deux points:

ALIMENTATION SUR LE SECTEUR.

Si l'on entend par « alimentation sur le secteur », le chauffage des lampes en alternatif, sans redressement préalable et sans accumulateur-tampon, on notera du premier coup d'œil son développement important.

Sans doute, de tels postes existaient depuis quelques années, mais en nombre très restreint; en outre, on avait l'impression qu'ils étaient des adaptations plus ou moins heureuses, de postes initialement faits pour travailler sur batteries.

Au contraire, cette année, leur effectif est déjà majestueux (fig. 1),

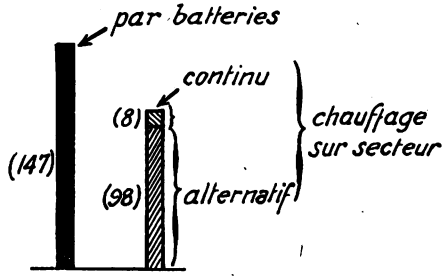


Fig 1.

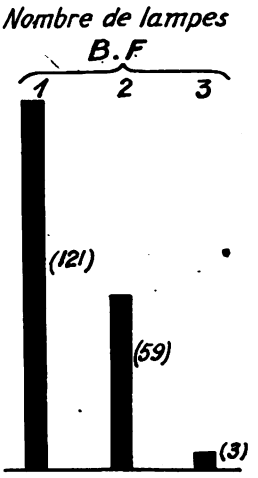


Fig. 2.

— 42 0/0 du total — et leur présentation, leur technique, l'emploi de lampes spéciale, et de tensions élevées, montrent qu'ils ont bien été l'objet d'une étude complète en vue de cette alimentation exclusive.

Quelques constructeurs s'y sont spécialisés; presque tous les autres en présentent avec plus ou moins de bonheur; et quant aux postes marchant sur batterie, on a toujours soin de faire remarquer

Digitized by Google

qu'ils peuvent être adaptés sur le secteur, par l'emploi de « boîtes d'alimentation totale » (avec redressement du courant de chauffage généralement par oxyde de cuivre). De nombreux types de ces boîtes sont exposés; il est clair, toutefois, que cette solution permet de rajeunir un poste existant, mais qu'elle revient plus cher pour un poste neuf. Elle semble donc temporaire.

Technique des postes.

Parallèlement à cette évolution, s'en dessine une autre, qui en est partiellement la conséquence ; l'emploi des nouvelles lampes influe sur le principe même du récepteur.

Signalons d abord, d'une manière générale, la réduction du nombre des étages basse fréquence. Il y a deux ou trois ans, on imaginait à peine que ce nombre puisse être inférieur à deux; aujour-

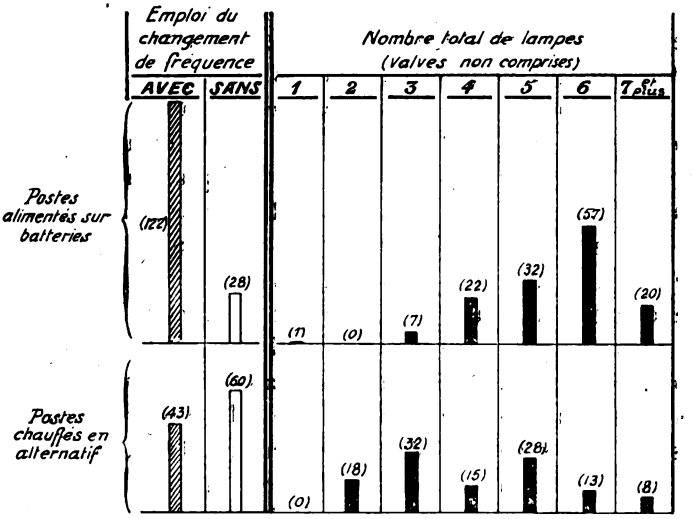


Fig. 3 et 4.

d'hui, la grande majorité (fig. 2) n'a qu'un seul étage. C'est que l'emploi de lampes détectrices et amplificatrices plus puissantes, combinées avec des tensions plaque atteignant 250 volts, permet cette réduction tout en conservant une amplification du même ordre, avec un gain notable de puissance et de pureté. On doit donc s'en féliciter sans réserve.

C'est seulement pour des cas spéciaux de très grands auditoires que l'on trouve au dernier étage deux lampes en montage symétrique (push-pull).

Digitized by Google

En ce qui concerne l'amplification avant détection, apparaît aussi une tendance nouvelle (nouvelle en France, du moins). Cela se voit très bien en comparant le nombre des lampes et la proportion des changeurs de fréquence dans les postes anciens ou récents (fig. 3 et 4).

Les postes sur batterie sont en général, des modèles existant depuis une ou plusieurs années : l'effort des constructeurs ne s'est pas porté sur eux, ils n'ont fait l'objet d'aucun progrès. Le changement de fréquence y règne en maître : 81 0/0, effectué invariablement par bigrille oscillatrice (voire par trigrille), suivie d'un ou deux étages à fréquence intermédiaire, seconde détectrice et basse fréquence. Total, cinq lampes (23 0/0), plus souvent encore *six* lampes (41 0/0), parfois *sept* et plus (14 0/0). La lampe à grille-écran apparaît en moyenne fréquence; l'amplification en haute fréquence proprement dite, avant changement est extrêmement rare.

De tels postes conviennent, bien entendu, pour les grandes sélections et les réceptions lointaines; dans les appareils sur batterie, on trouve extrêmement peu de types convenant aux réceptions locales, c'est-à-dire à *deux* (zéro 0/0) ou à *trois* (50 0/0) lampes seulement.

Au contraire, ce modèle se rencontre fréquemment dans les postes nouvellement apparus et marchant directement sur le secteur : le deux-lampes dans la proportion 16 0/0 (une détectrice et une basse fréquence), le trois-lampes, le plus fréquent, 28 0/0 : soit avec une détectrice et deux basses fréquences, soit, plus souvent et mieux, avec une haute fréquence à grille-écran, suivie de détectrice et basse fréquence unique. On trouve aussi quelquefois l'amplification haute fréquence par triode ou par bigrille neutrodynée. Sur les postes locaux ou peu éloignés, une petite antenne intérieure donne une réception excellente et vraiment « de qualité »; le réglage, simple ou double, est très facile.

Mais le poste sur secteur n'est pas limité à la réception des postes locaux ; on peut augmenter sa sensibilité par deux moyens :

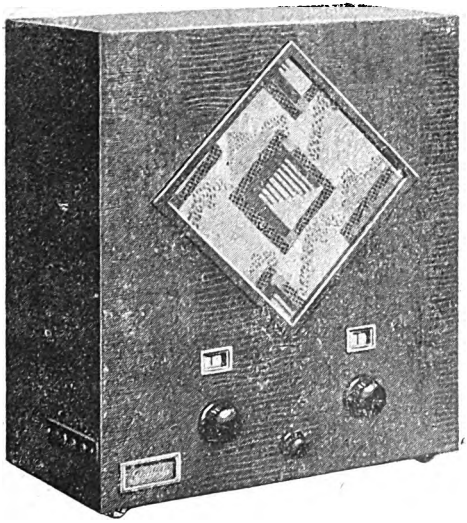
Soit en ajoutant une seconde lampe amplificatrice haute fréquence à grille-écran (et exceptionnellement, une troisième), ce qui fait en tout quatre lampes (exceptionnellement 5). Sur petite antenne intérieure, on peut entendre les postes les plus éloignés; on conserve la qualité de la réception dans la plus large mesure possible; et, grâce à la commande unique des circuits haute fréquence, on conserve aussi la simplicité de manœuvre.

Soit en revenant à l'artifice du changement de fréquence, ce qui

Digitized by Google

fournit aussi une augmentation de sélectivité contre les brouillages puissants : l'augmentation de rendement des lampes sur secteur, permet généralement d'abaisser leur nombre au chiffre 5, qui se retrouve dans la proportion de 25 0/0, quelques récepteurs de luxe conservent 6, 7, 8 lampes ; le record est de *quatorze* lampes ; le prix augmente proportionnellement, mais il n'est pas sûr que les résultats en fassent autant.

En dehors de ces modèles normaux, nous avons noté 18 postes-valises transportables, alimentés par batteries incluses ; ce sont généralement des changeurs de fréquence à 5 lampes fonctionnant sur cadre. — Nous avons également observé une nouveauté très



Poste Radiola 35. — 3 lampes ; alimentation sur le secteur ; Haut parleur inclus dans le coffret.

intéressante : les postes « valises sur secteur », ou « portables », réunissant dans un seul coffret le récepteur, le haut-parleur et le dispositif filtreur-redresseur ; branchés instantanément sur une prise de courant quelconque, ces modèles résolvent la question du meilleur emplacement possible dans le home, puisqu'ils se transportent à volonté d'une pièce à l'autre, suivant les convenances personnelles du propriétaire. Nous en avons compté douze modèles différents, dont les plus simples, à 2 ou 3 lampes, s'échelonnent depuis 1.800 à 2.000 francs.

Mentionnons enfin un « récepteur pour automobile » avec la commande et les contrôles sur le tableau de bord ; et la combinaison de

Digitized by Google

toutes sortes de meubles, groupant le récepteur son alimentation, le haut-parleur un phonographe... etc (1).

La « commande unique » après avoir fait l'objet de tous les soins et de toutes les publicités, semble perdre du terrain (fig. 5). C'est qu'elle est extrêmement difficile à bien réaliser, surtout dans les changeurs de fréquence: la simplicité apparente qui en résulte est compensée par une complexité de construction qui a bien des inconvénients. Aussi, dans la plupart des cas, n'était-elle pas rigoureusement unique ; à la manœuvre du bouton principal unique, il fallait, pour avoir un

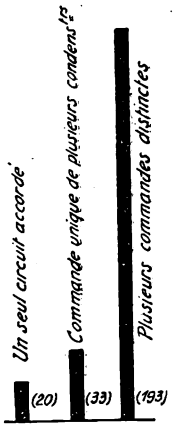


Fig. 5.

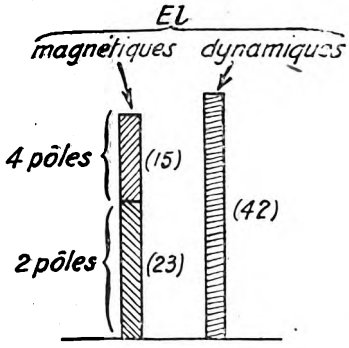


Fig. 6.

fonctionnement sûr, ajouter la manœuvre de boutons supplémentaires discrètement camouflés : le public, désormais instruit, semble préférer qu'on mette franchement sous ses yeux, deux réglages, facilités par des cadrans à lecture directe, et autres artifices.

Bien entendu, il y a toujours en sus un réglage d'amplification ou de réaction.

Les dispositifs de régulateurs automatiques contre les évanouissements, ne semblent pas non plus avoir progressé, du moins en nombre.

Enfin 60 0/0 des récepteurs possèdent une « prise pour pick-up » permettant d'utiliser leur basse fréquence et le haut-parleur avec un phonographe : petit supplément peu coûteux, auquel il suffisait de penser.

---

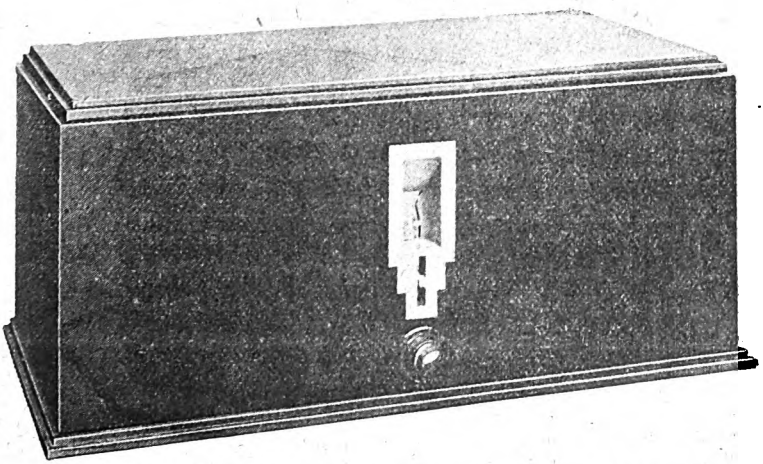
(1) Le « Radio-Phono-Bar » contient même, en plus, un service à cocktails.

Digitized by Google

APPAREILS ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS POUR AUTRES USAGES ; DIVERS.

La réception radiophonique est l'unique but des petits constructeurs ; mais quelques maisons ne bornent pas là leurs études.

On voit à l'Exposition différents modèles de postes pour avions : émetteurs, récepteurs, radiogoniomètres ; une place d'honneur est réservée au modèle qui équipait le « Point d'Interrogation » au-dessus de l'Atlantique ; sont également exposés les amplificateurs et haut-parleurs de puissance exceptionnelle qui ont permis de faire entendre



Poste Radiola 41. — 5 lampes dont 3 à grille-écran ; réglage unique ; Alimentation sur secteur.

à 60.000 Parisiens sur la place de la Concorde, les premières paroles de Costes en Amérique.

Les ondes « très courtes » (dix à cent mètres) semblent réservées aux grandes liaisons, ou aux amateurs éclairés ; quelques rares récepteurs se vantent de les recevoir.

Signalons enfin quelques postes de projection pour cinémas-parlants : et une application fort ingénieuse (malheureusement pas assez en vue) des rayons infra-rouges au déclanchement d'une publicité lumineuse.

ACCESSOIRES.

Parmi les haut-parleurs, l'électro-dynamique s'affirme jusqu'aux puissances de 30 watts ; il est en légère majorité (52 0/0). Il comporte

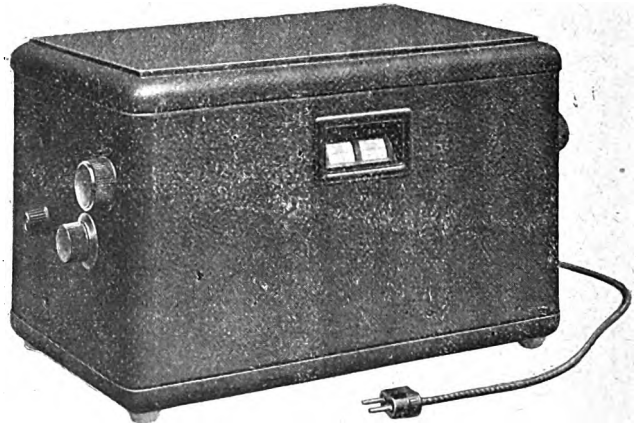
Digitized by Google

généralement un électro aimant, avec alimentation directe sur le secteur par redressement.

Cependant l'électromagnétique, plus simple et moins coûteux ne semble pas devoir disparaître, surtout en modèle équilibré quatre pôles (19 0/0) qui supporte sans distorsion une puissance déjà notable (fig. 6).

Bien entendu, l'emploi du diffuseur est presque universel; on voit cependant, peut-être à titre de simple démonstration, des pavillons exponentiels de grande envergure.

Nous ne pouvons passer en revue les innombrables pièces détachées de toutes espèces, exposées au Salon : il semble que leurs



Poste Pathé « France »; 3 lampes; Alimentation sur le secteur.

fabricants s'y spécialisent de plus en plus, ce qui permet leur amélioration. En fait bon nombre de ces pièces vendues aux amateurs sont aussi utilisées par les professionnels.

Les accumulateurs et les piles, stimulés par la concurrence des alimentation sur le secteur, affectent quelques nouvelles dispositions ingénieuses ; pour la recharge, le redresseur à oxyde de cuivre règne en maître.

Les lampes.

Lampes de réception. — Nous avons représenté sur un abaque les principaux tubes à vide de réception (bigrilles exceptées) figurant au Salon. Cet abaque emploie les coordonnées logarithmiques en K et ρ proposées dans l'*O. E.* de janvier 1929. Rappelons que les valeurs de constantes adoptées sont celles des catalogues, *souvent très différentes des constantes réelles.* Rappelons également que les

Digitized by Google

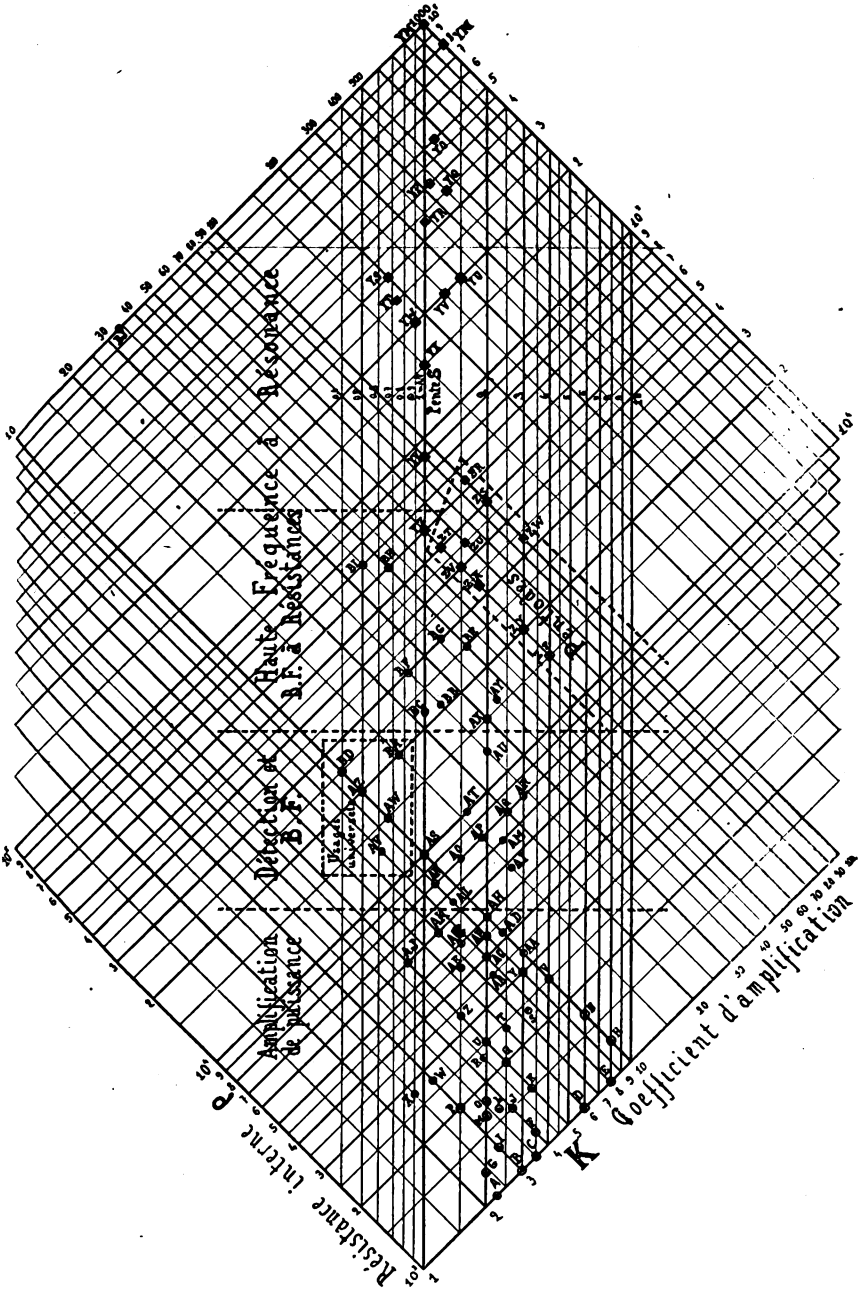


Fig. 7.

Digitized by Google

ABAQUE	SYMBOLE	Gecovalve	Metal-Mazda	Orion	Philips	Radio-Celsior	Radio-Fotos	Radiotechnique	Radio-Visseaux	Tungsram	Type américain
A	2,2/1							E 165 B			
B	3,5/1		E 20								
C	3,5/1	PX 4			D 404						
D	6/1				E 406						
E	8/1					PU 801					
F	4/1,1									P 460	
G	2,4/1,2						P 12				
H	10/1,2				F 410						
I	3/1,3	LS 6 A					HP 6 A				
J	4/1,5						P 10				
K	5/1,5						F 5				
L	3,7/1,6	P 625 A									
M	3,3/1,7									P 414	
N	10/1,7				E 410		F 10				
O	3,6/1,8		GW 402		F 704		FX 250	E 165 A			'50
			DW 302								'45
P	3/2				B 403			E 66 B		P 415	'71 A
Q	5/2		DX 502						RO 4305		
R	4,5/2,3	P 425						E 105 B			
S	7,5/2,3		DW 702					R 60			
T	6/2,4	P 625		L 4						P 190	
U	5/2,5				B 405		D 5	R 77		P 430	
V	10/2,5					PU 1002					
W	3/2,7		BW 303								
X	2,5/2,8	LS 5 A									
Y	9/3	ML 4			E 409						
Z	5/3,3						P 6			P 410	
AA	10/3,3		DW 1003							L 414	
	10/3,5										
AB	7,5/3,5		CL 1257								
AC	8/4		DX 804		E 408						
AD	10/4,2									L 190	
	10/4,2							E 105 A			
AE	6,5/4,3							R 677			
	6,5/4,3		BW 604								
			DW 704								
	6,5/4,3		DY 604		B 406	HP 604					
			BW 704						RO 4205		
AF	9/4,5				B 409		D 9	R 85	RO 4309		
AG	7,5/5	P 410									'12 A, '10
AH	10/5			NA 4							
	10/5			E 4							
AI	15/5,8			H 4							
AJ	5/6	LS 5									
AK	7/6							R 56			
AL	9/6,5		FZ 906							G 407	
										G 412	
AM	16/7									G 409	
AN	9/8							R 675			'26
	9/8										'27
	9/8		DZ 908		A 409		C 9	R 75	RH 4010		
AO	12/8			A 4		D 1208					
AP	15/8		DW 1508	NH 4	E 415		S 415	[4076	RS 4215	AG 4100	
	15/8	L 410	DZ 1508		A 415		D 15	R 76	RO 4215	G 412	
AQ	20/8	MHL 4									
	20/8										
AR	24/8								RO 4320		
AS	10/10		BW 1010		E 424						

Digitized by Google

AZ	18/28		AZ 920		A 410 A 410 N	T 10.20 MP 1520		R 56	RH 4010	AS 4100 Q 113 Q 405	
BA	15/20										
BB	25/21									R 150	
	25/21				A 425		S 225 C 25	R 78	RÓ 4125	R 406 R 412	
	25/21										
BC	22/22		DZ 2222								
BD	10/25		TM		E		Trio Univ.				
BE	40/25		DW 4023		E 458			I 4078			
BF	25/30							R 678			
	25/30	HL 410					B 25				
BG	36/30						S 240 S 440				
	36/30										
BH	40/60	H 410					D 40			H 407	
BI	35/70		DZ 3559		A 435						
	35/70		DW 3559								
BJ	33/1000			NW 4							
	33/1000			W 4							

TETRODES

YZ	60 // 80				E 442 S						
YV	90 // 90							R 681			
	90 // 90							R 81			
YX	150 // 150						S 2150				
	150 // 150		DZ 2	S 4			S 4156				
YW	180 // 200	S 410	BY 2						RO 4142		
YV	250 // 200		BW 6								
YU	300 // 200					ES 300.200					
YT	180 // 250									AS 4100	
YS	200 // 300					E 200.300					
YR	330 // 330									S 407	
YQ	450 // 350		DW 2								
YP	420 // 400										'24
YO	550 // 500	MS 4									
YN	1000 // 800		DW 6						RS 4142		
YM	1000 // 1000							I 4091 I 4092			

PENTODES

ZZ	60 /// 15				F 443						
ZY	60 /// 20				E 443 N						
ZX	60 /// 33				E 443						
ZW	100 /// 33						F 100				
							BF 100				
ZV	60 /// 40				C 443						
ZU	70 /// 45							R 79			
ZT	60 /// 50				B 443						
ZS	100 /// 50	PT 425	BW 3				D 100		RO 4243		
			DX 3				BD 100				
ZR	100 /// 63					HP 100.63		R 89			

Digitized by Google

symboles utilisés sont de la forme $\left(K \parallel \frac{\rho}{1.000}\right)$, le nombre de barres de fraction indiquant le nombre de grilles ; une barre horizontale supérieure caractérise les lampes à chauffage indirect, les lampes à chauffage direct sous faible tension comportant un symbole souligné.

Le nombre de types *différents* présentés cette année est en vérité formidable ; nous l'estimons à 200 pour l'ensemble des exposants français et étrangers (certaines marques ne figuraient que dans les stands des revendeurs). Sur l'abaque nous avons comprimé autant que possible cette masse complexe, réunissant en un point moyen plusieurs types voisins. Il reste cependant plus de 80 points distincts. Or, cette année, nous avons pu voir au Salon plusieurs marques américaines de lampes ; celles-ci, par contraste, sont normalisées, et une douzaine de types se retrouvent régulièrement d'un constructeur à l'autre. Est-ce à dire que la construction américaine soit moins développée ? Evidemment non, bien que les lampes européennes soient généralement plus modernes. Il nous paraît un peu ridicule que chaque constructeur européen se croie obligé de présenter une trentaine de modèles dont certains sont inutiles ; de plus, d'un constructeur à l'autre, les caractéristiques des types analogues varient notablement. On pourra nous objecter que, les caractéristiques d'une même série étant souvent très peu régulières, les points moyens arrivent à se rejoindre.... Cela ne constitue pas un progrès. Il nous semble nécessaire de procéder rapidement à un reclassement méthodique des tubes européens ; la normalisation de la nomenclature sur un type logique serait également souhaitable, ainsi que le démontre l'inextricable rébus constitué par une liste de lampes....

De cet abaque nous pouvons tirer quelques conclusions par rapport à celui que nous publiions il y a deux ans. La moyenne des lampes s'est déplacée vers les pentes élevées ; celles-ci atteignent maintenant 6 à 8 mA/V pour les lampes de puissance, et 3 pour les tubes amplificateurs ou détecteurs. Les triodes à grande résistance interne ont pratiquement disparu, tandis que les tétrodes à grille-écran se développent considérablement, et que les pentodes atteignent les grandes pentes (4 mA/V) et les fortes puissances (25 W). Les lampes à chauffage indirect sont de plus en plus nombreuses, et comptent parmi les plus perfectionnées, grâce à leur énorme émission.

Parmi les petites particularités intéressantes, citons les culots et supports de lampes en quartz, destinés à améliorer le fonctionne-

Digitized by Google

ment des récepteurs d'ondes courtes ; les petits tubes à néon utilisés comme indicateurs de résonance sur les ondemètres d'émission. Beaucoup de tubes à chauffage indirect possèdent des anodes en treillis métallique ou tout au moins en plaque perforée ; cela tend à améliorer le rayonnement calorifique et à diminuer les émissions secondaires. Le tube Radio-Celsior HP 100.63 n'est pas un pentode, mais seulement un tube à grille-écran, malgré son fort courant de plaque ; la même marque exposait aussi un tube biplaque, en forme de négatron, destiné à remplacer la lampe bigrille dans les récepteurs à changement de fréquence. Citons enfin la lampe Dario I 4092 à double écran ; sa connexion de grille sort par la borne supérieure, selon la méthode rationnelle employée dans les lampes américaines.

Cellules photoélectriques. — De nombreux constructeurs de lampes ont entrepris la fabrication des cellules photoélectriques, dont les types deviennent très nombreux : il y a lieu de remarquer que ces types possèdent des sensibilités réparties dans toutes les régions du spectre. La plus grande application prévue est naturellement le cinéma sonore.

Lampes d'émission. — Toute la gamme des lampes d'émission, de quelques watts à 50 kilowatts, se retrouve dans les stands de chacune des grandes marques. Le type à oxyde ne se développe que pour les faibles puissances (20 W) alors que le filament thorié carburé est employé jusqu'à 1 kW dissipé sous 2.500 V. Le tube en verre scellé à filament de tungstène reste seul jusqu'à 2 kW dissipés. Pour les puissances supérieures, on a naturellement recours à la circulation d'eau. Signalons l'utilisation fréquente des cornes de grille et de plaques pour les lampes à puissance moyenne destinées aux ondes courtes, ainsi que l'emploi du Tantale pour les électrodes des lampes à forte dissipation et faible tension.

Conclusions. — Si l'on jette un coup d'œil d'ensemble sur les appareils exposés, on peut résumer en quelques mots les tendances actuelles.

Alimentation directe sur le secteur ; diminution du nombre de lampes ; présentation compacte et robuste ; apparition d'un type de poste réellement populaire, de prix modéré, d'entretien nul, de manœuvre simple, donnant les stations locales avec le maximum de qualité : tels sont les caractères d'une évolution qui nous paraît devoir gagner à la radio-diffusion de nouveaux adeptes. Nous nous en réjouirons d'autant plus volontiers, qu'elle a été demandée à plu-

Digitized by Google

sieurs reprises dans l'*Onde Electrique*, et que les constructeurs étrangers nous paraissaient y prendre de l'avance (Voir *Onde électrique*, février, mars 1929, p. 41-59 et 119-129 ; novembre-décembre 1929, p. 485-495). (1)

Ce progrès s'affirmera davantage encore dans les années prochaines, sans aucun doute ; mais, pour le rendre plus rapide, il faudra prendre garde à certains défauts ; après avoir loué franchement ce qui nous paraissait louable, nous ne croyons pas pouvoir taire que certaines lacunes nous ont particulièrement frappés.

1° Tout d'abord, les appareils exposés au Salon sont absolument sans vie : c est une exposition des boîtes muettes, souvent scellées, quelquefois vides.

Or, nous comprenons très bien qu'on ne puisse laisser libre cours à la cacophonie des haut-parleurs ; mais l'ingéniosité des exposants ne pourrait-elle se manifester par quelques démonstrations choisies? ne pourrait-on mettre en évidence par quelque expérience, la sensibilité, la sélectivité des appareils, l'effet des parasites industriels et leur suppression, ou quelque application curieuse ? (que l'on se rappelle, succès du « chien électrique », l'Exposition de Physique de 1923, etc.) Ne pourrait-on aménager des cabines d'audition isolées, comme cela s'est fait ailleurs, et comme certains exposants le faisaient en dehors du Salon ?

Le public n'est pas aussi endormi que les organisateurs du Salon se plaisent à le supposer ; il apprécierait certainement les efforts faits pour piquer et satisfaire sa curiosité.

2°) A défaut de démonstrations, nous souhaiterions pouvoir trouver des renseignements techniques précis sur les appareils exposés.

Or, c'est à peu près impossible. Le personnel des stands vous explique avec une grande amabilité, que le poste est excellent, facile à régler, très pur et très puissant ; qu'il reçoit parfaitement les étrangers et qu'un dispositif spécial élimine totalement les bruits de fond et de souffle ; ces mêmes affirmations sont répétées sur des

---

(1) Les membres du Syndicat Professionnel des Industries Radio-Electriques, ont fait par la bouche de leur président, leur « mea culpa » collectif. « Cette crise », a déclaré M. Brenot « est en partie imputable » des erreurs dans le domaine de la production... : postes récepteurs compliqués, délicats, au fonctionnement incertain et dans lesquels la qualité musicale était sacrifiée ; appareils offerts dans des coffrets splendides qui n'étaient, hélas, que des boîtes « surprises . . » L'orateur attribuait également la crise à certaines méthodes de vente défectueuse, et surtout à l'insuffisance notoire des émissions françaises de radio-diffusion ; la France tient à ce point de vue un très mauvais rang.

Digitized by Google

prospectus (1), mais quant à sortir de ces banalités, impossible. On ne peut obtenir aucune précision sur le rôle des lampes, la consommation, les particularités du montage, le rendement obtenu ; nous n'avons pu nous empêcher de rapprocher le « Salon de la T.S.F. » du « Salon de l'Automobile » qui se tenait en même temps : le vendeur d'appareils radiophoniques ressemble à un agent d'automobile qui ignorerait seulement la force, la vitesse et la consommation de son châssis.

Est-il excessif de souhaiter un changement à cet état de choses ?

Si l'on pouvait mettre à la disposition des visiteurs particulièrement curieux, une notice technique bien complète ; si les constructeurs se rendaient compte que la sensibilité, la sélectivité, et la fidélité de leurs appareils, peuvent être mesurées avec précision et indiquées à l'acheteur ; alors, nous en sommes persuadés, le public s'éduquerait rapidement, pourrait en connaissance de cause choisir ce qui lui convient ; il aurait moins de désillusions, et la cause de la radiophonie y gagnerait.

Un groupe de visiteurs.

(1) Les prospectus sont souvent rédigés avec un peu trop d'enthousiasme ; les quelques cas où nous nous sommes rendus chez le constructeur pour vérifier leurs affirmations, nous ont valu des déceptions ; dans d'autres cas, il est même inutile de se déranger ; par exemple un constructeur dessine un « vernier de haute précision, mais dont les divisions sont *exactement égales* à celles de la graduation principale ; un autre affirme avoir remplacé le panneau en ébonite de son appareil, par un panneau en aluminium, pour « former cage de Faraday et réduire les parasites », etc.

Digitized by Google

DIAGRAMME DES CHAMPS ÉLECTRIQUES MESURÉS A MEUDON LE 2e SEMESTRE DE 1929

Les diagrammes ci-après donnent les champs électriques en microvolts par mètre, de Bordeaux (LY), Nantes (UA), Long Island (WCI). Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de l'*Onde Electrique*, janvier 1922).

Les résultats des mesures précédentes sont contenus dans les nos 10, 17, 22, 25, 31, 35, 37, 44, 48, 52, 53, 70, 72, 82, 95 et 96.

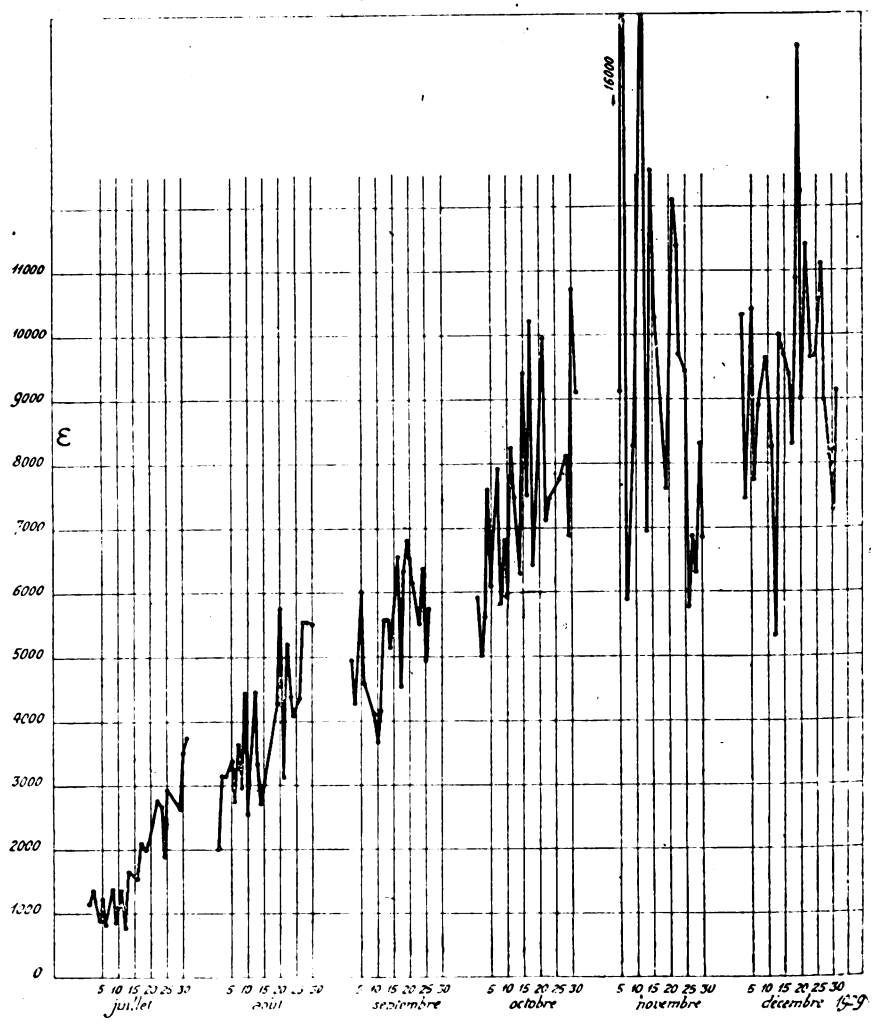


Fig. 1. — Lafayette (LY); $\lambda = 18900$ m, $I_m = 580$ A.

Digitized by Google

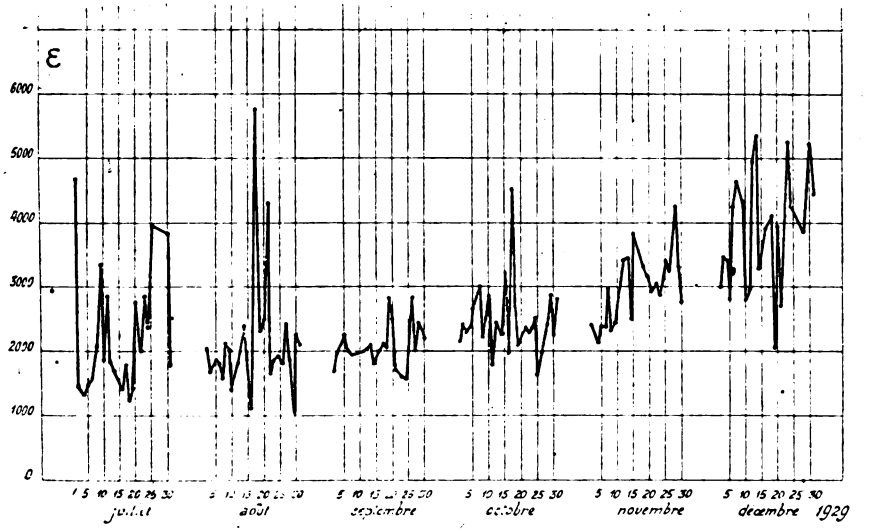


Fig. 2. — Nantes (UA); $\Lambda = 8000$ m, $I_m = 180$ A.

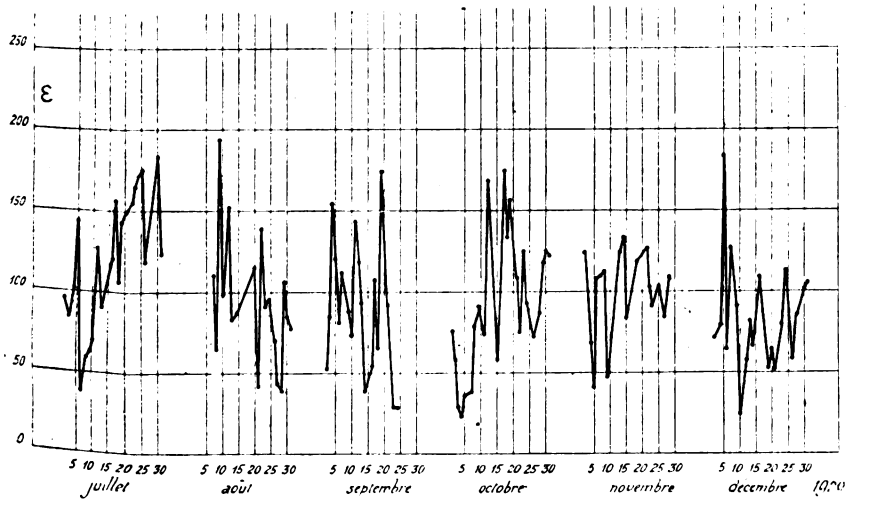


Fig 3. — Leafield (GBL); $\Lambda = 12350$ m, $I_m = 210$ A.

Digitized by Google

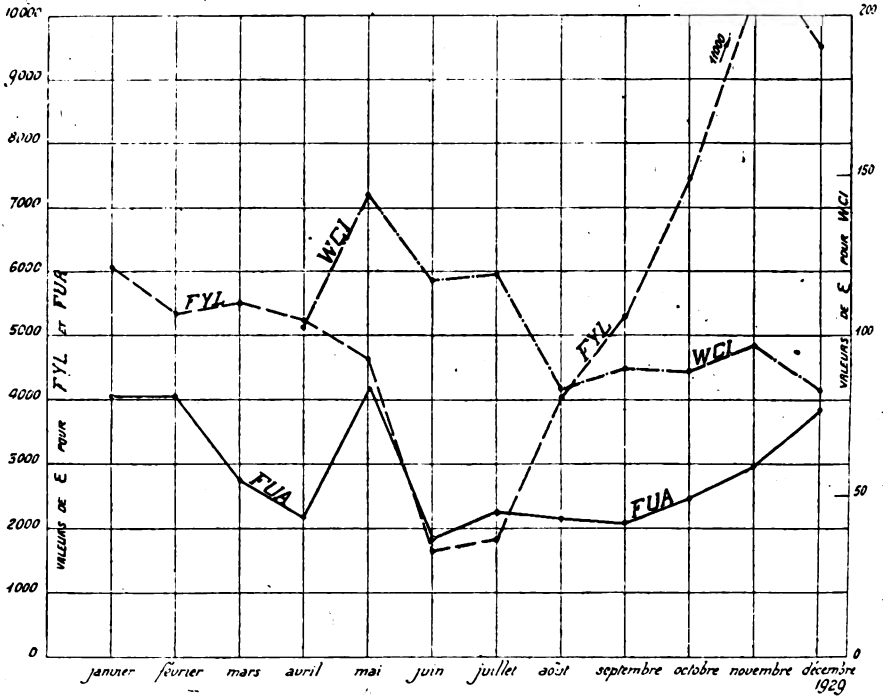


Fig. 4. — Moyennes mensuelles du champ électrique ε. en microvolts par mètre, produit à Meudon pendant l'année 1929, par FYL, FUA et WCI.

Digitized by Google

LES MESURES D'INTENSITÉ DE CHAMP ET LEUR APPLICATION PRATIQUE

par SIFFER LEMOINE

Ingénieur en chef à la Direction Générale des Télégraphes de Suède.

La propagation des ondes hertziennes et la portée des émissions radiophoniques dans un rayon autour d'un poste émetteur que j'ai ailleurs dénommé le rayon *intérieur* est un problème de la plus haute importance tant au point de vue technique et scientifique que pour les considérations économiques et pratiques.

La solution de ce problème est intéressante non seulement pour les postes d'émission existants mais plus encore, pour les installations projetées. En particulier, il est d'intérêt fondamental de pouvoir estimer à l'avance la portée approximative d'une certaine installation et, inversement, de déterminer, avec toute la précision nécessaire, les conditions auxquelles doit satisfaire un poste projeté au point de vue de sa puissance, de son emplacement, de sa longueur d'onde, etc., pour atteindre une portée donnée. Les erreurs d'estimation faites sur l'un ou l'autre de ces points sont susceptibles de déjouer les prévisions formées quant au nombre d'auditeurs payants ; et, par conséquent, le produit des droits de licence destinés à couvrir, en premier lieu, les frais d'amortissement ainsi que les frais de l'exploitation technique et des programmes resterait inférieur au montant escompté.

Considérant le développement rapide de la radio-diffusion de nos jours et la tendance qui se manifeste de plus en plus à augmenter la puissance des postes d'émission et à engager ainsi dans chaque installation un capital de plus en plus grand — des installations d'une valeur d'un million et demi de francs or ne sont pas rares en Europe à l'heure actuelle — il va de soi que toute administration a le plus grand intérêt à bénéficier des expériences faites dans les autres pays. La possession d'une documentation aussi complète que possible recueillie dans les divers pays permet d'effectuer avec plus de précision les calculs nécessaires pour les nouvelles installations et protège contre les erreurs provenant des prévisions trop optimistes, assez fréquentes dans le passé, mais trop souvent démenties par la réalité.

Les facteurs qui déterminent la portée d'un poste émetteur ne sont pas des constantes applicables dans tous les cas mais varient d'un pays à l'autre, d'une région à l'autre du même pays et même dans les différentes directions d'émission d'un poste de radio-diffusion, à

Digitized by Google

cause de la diversité des conditions topographiques. Sans vouloir entrer dans le détail de ces questions, je tâcherai de résumer ici certaines expériences qui ont été faites pendant ces dernières années,

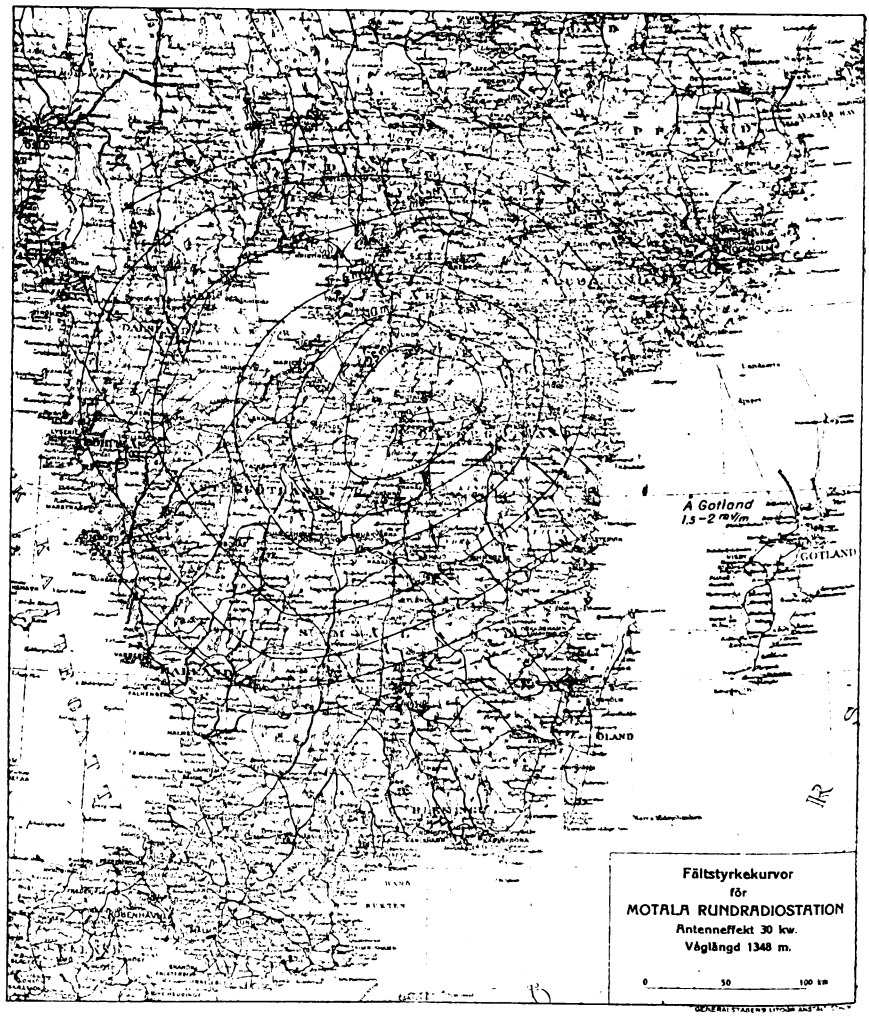


Fig. 1

dans les mesures de l'intensité du champ des postes de radiodiffusion suédois travaillant sur des ondes déterminées.

Au point de vue de la superficie, la Suède est un des plus grands pays d'Europe — elle n'est dépassée à cet égard que par la Russie, la France, l'Espagne et l'Allemagne — tandis que sa densité de population est relativement petite. La nature du terrain y offre plus de difficultés, au point de vue de la radio-diffusion, que dans la plu-

Digitized by Google

part des autres pays. Le nombre des ondes déterminées dont dispose la Suède est très restreint, beaucoup trop restreint pour en admettre le moindre gaspillage.

En vue d'une étude plus approfondie du problème de l'audibilité

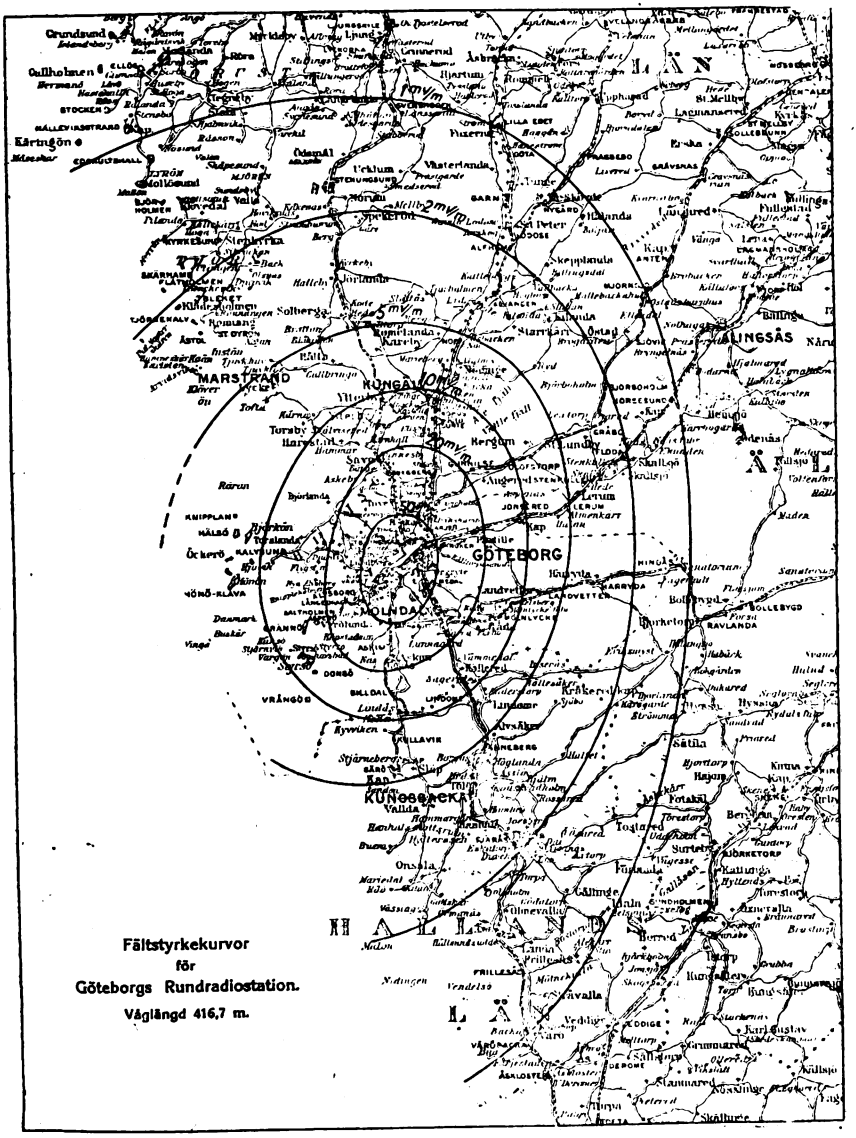


Fig. 2. – Échelle 1 800 000

dans le rayon intérieur, l'Administration suédoise a entrepris, dès 1926, des mesures de la force du champ des petites stations qu'elle

Digitized by Google

possédait à cette époque, et en se guidant sur ces mesures on a préparé à l'avance des courbes relatives au champ d'intensité de la station de grande puissance de Motala, alors en cours de construction. Les valeurs obtenues par des mesures de contrôle exécutées plus tard, après la mise en service de cette station, en 1927, ne se sont écartées que de 5 0/0 au maximun du résultat des calculs préliminaires, c'est-à-dire que la précision de ces calculs était suffisante pour les besoins pratiques. La répartition de l'intensité du champ autour de la station de Motala ressort de la fig. 1.

Sur cette carte, des lignes équipotentielles ont été tracées pour certaines valeurs en millivolts par mètre. Ces lignes équipotentielles n'ont pas une forme exactement circulaire, mais présentent des saillies et des creux, suivant que la nature du terrain est plus ou moins défavorable à la propagation des ondes (1). Cet aspect des lignes équipotentielles n'est pas spécial au champ de force de Motala; on le retrouve également sur les cartes des autres stations dont l'intensité du champ a été étudiée.

Sur la carte de Gothembourg (fig. 2) par exemple, les courbes se resserrent vers l'intérieur du pays, mais s'espacent le long de la côte, où l'atténuation est moins forte. Les courbes des stations de Horby (fig. 3) et de Sundsvall (fig. 4), établies en 1928 et 1929 respectivement, présentent des traits caractéristiques analogues (2). En comparant ces courbes aux cartes topographiques, on peut facilement constater que le rayon « intérieur » d'action s'élargit au fur et à mesure que le terrain se déboise ou s'aplatit et, inversement, qu'il se rétrécit dans les régions boisées et accidentées.

En comparant les courbes entre elles, on voit immédiatement que la portée dépend de la longueur des ondes émises. Sur la carte de la station de Motala, dont la longueur d'onde est de 1348 mètres, le rayon de l'équipotentielle de 1 mV/m est le triple du rayon de la ligne correspondante sur les cartes des stations à longueurs d'onde plus courtes. — Que la puissance de Motala (30 kw.) soit également le triple de celle des stations de 10 kw., c'est là un fait de pure coïncidence qui, comme on le sait bien, ne tient pas à l'existence d'une proportion directe entre la portée et la puissance. Une autre observation intéressante qu'on peut faire en étudiant ces cartes, c'est que le rayon d'action du poste de Horby, dont la longueur d'onde

(1) Un rapport détaillé des mesures exécutées, avec discussion des résultats obtenus, a été publié dans « Teknisk Tidskrift, Elektrotreknik », février 1928.

(2) Une carte indiquant la force du champ du nouvel émetteur de Stockholm qui aura une puissance de 60 kw., sera établie aussitôt après la mise en service de cet émetteur.

Digitized by Google

est de 257 mètres, est plus grand que celui des postes de même puissance de Gothembourg et de Sundsvall, malgré les longueurs d'onde

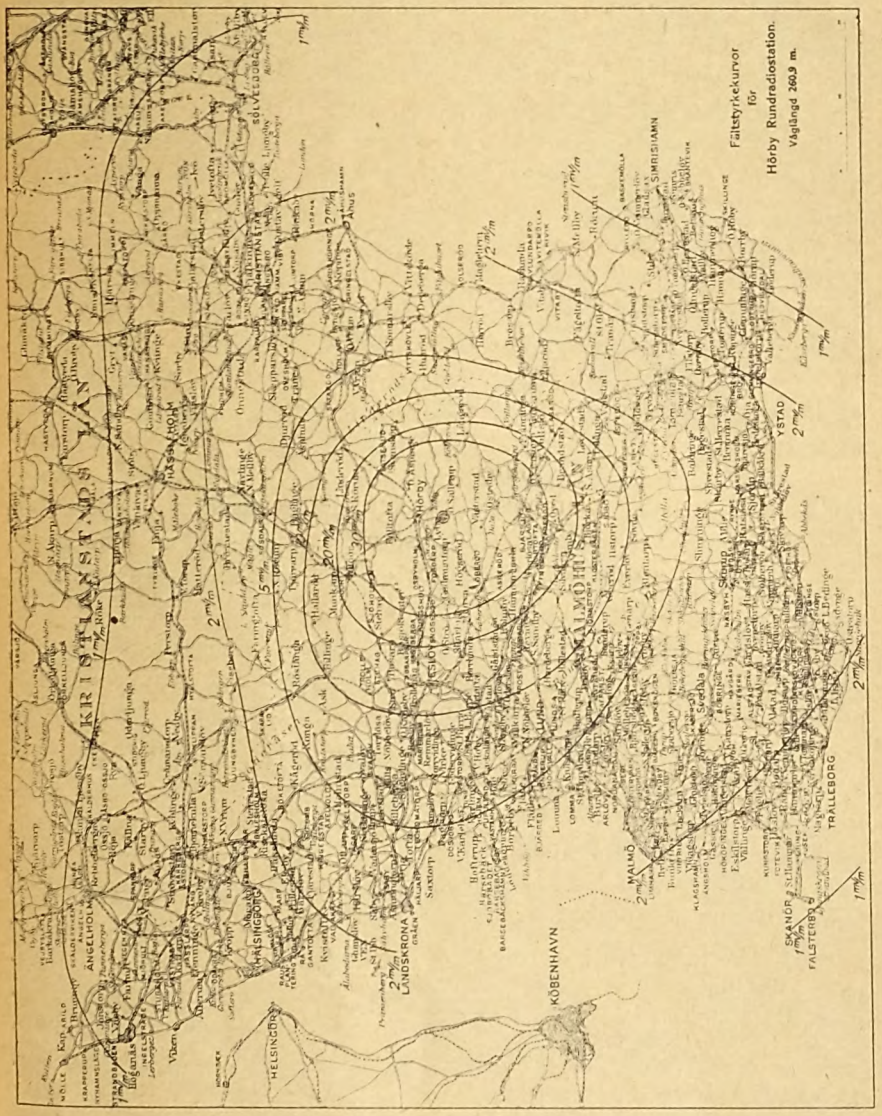


Fig. 3

supérieures de ceux-ci (322 et 545 mètres respectivement). Cette circonstance doit être attribuée à l'emplacement favorable du poste de Horby, au milieu d'un pays relativement plat et déboisé.

De telles cartes de répartition du champ sont évidemment d'une très grande utilité. Elles donnent une idée claire et précise des possi-

Digitized by Google

bilités de réception dans les différentes régions du pays. Elles indiquent également le plan qu'on doit suivre pour l'extension du réseau radiophonique, en vue de donner au pays entier la possibilité d'une réception satisfaisante des émissions radiophoniques. Avec les cartes de densité de population, elles fournissent à cet égard un matériel très intéressant et très instructif.

En additionnant les superficies des rayons intérieurs d'action des quatre émetteurs mentionnés ci-dessus (rayons limités par l'équipotentielle de 1 mV/m) on trouve que celles-ci ne comprennent que 25 0/0 environ de la superficie du pays entier. En y ajoutant le rayon correspondant du nouveau poste de Stockholm, ceux des stations de Malmo, Boden et Ostersund, ainsi que ceux des stations de relais privées, on n'arrive tout de même qu'au chiffre de 37 0/0. Je me permets de faire remarquer, en passant, qu'il y a donc des pays où l'organisation du service de la radio-diffusion présente moins de difficultés qu'en Suède.

Ces cartes ont trouvé un autre emploi utile. Elles ont été distribuées gratuitement par la Direction générale des Télégraphes à tous les vendeurs et fabricants suédois de matériel de T.S.F., pour leur servir de guides pour la vente des différents types d'appareils dans leurs rayons respectifs. Pendant les premières années de la radio-diffusion, on a dû faire en Suède comme ailleurs la constatation que des vendeurs d'appareils récepteurs avaient vendu, en se fondant sur des rumeurs trop optimistes parues sur les journaux quant à la portée des émetteurs régionaux, des appareils récepteurs de qualité intérieure et que les acheteurs déçus ont ensuite exprimé de vives plaintes au sujet de la portée insuffisante du poste émetteur. A l'heure actuelle au contraire, tout vendeur soucieux de satisfaire sa clientèle peut facilement décider, à l'aide des courbes du champ de force et avec la connaissance de la sensibilité de ses appareils, quel type d'appareil récepteur convient à une région déterminée avec une certaine valeur de la force du champ. A ce point de vue, les courbes établies ont rendu des services appréciables tant aux vendeurs qu'aux acheteurs d'appareils.

Au point de vue technique du problème, l'auteur a effectué antérieurement certains calculs des valeurs de l'atténuation et de la constante de l'atténuation pour diverses séries de mesures. Il y a peut-être lieu d'ajouter que les mesures ont été exécutées en traçant des courbes dans différentes directions à partir des postes émetteurs, les points ayant la même intensité du champ étant ensuite

Digitized by Google

réunis. Par le terme constante d'atténuation, l'auteur a entendu le facteur k qui entre dans l'expression exponentielle de la formule demi-empirique d'Austin. En me servant de cette formule, je n'ai toutefois pas voulu me prononcer soit pour, soit contre sa valeur.

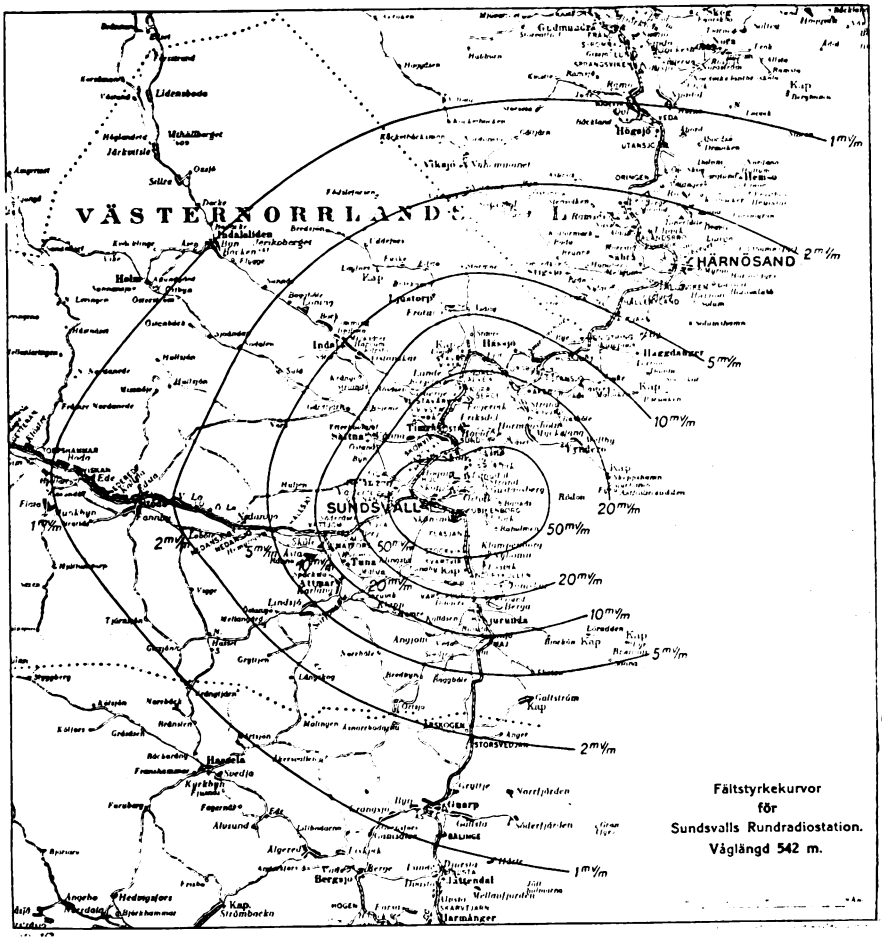


Fig. 4

Pour de tels calculs, je ne l'ai appliquée que pour obtenir la valeur *relative* de l'atténuation, et l'on peut dire qu'à cet égard il importe peu d'employer l'une ou l'autre expression exponentielle.

En comparant de telles courbes entre elles, on trouve ce qui est bien naturel que, dans des conditions identiques de terrain la valeur de la constante d'atténuation est d'autant plus élevée que la

Digitized by Google

longueur d'onde est plus petite. Ainsi donc, dans des conditions de terrain défavorables, on peut obtenir des valeurs de l'atténuation plusieurs fois plus grandes que celles obtenues dans le cas de l'onde longue de Motala, par exemple.

On commence à reconnaître de plus en plus l'importance d'une collaboration internationale dans ce domaine. En attendant une telle collaboration, on devrait convenir d'expérimentations et de définitions communes permettant de comparer directement les résultats des mesures exécutées dans les divers pays. A ce sujet, permettez-moi de présenter quelques propositions.

La formule d'Austin contient, comme on le sait, deux quantités, I et h, désignant respectivement le courant d'antenne et la hauteur effective d'antenne. La valeur de ces deux quantités est parfois difficile à déterminer d'une manière exacte, notamment dans le cas des antennes du type « demi-onde » et des antennes couplées par des condensateurs en série, dans lesquelles le maximum du courant ne se trouve pas dans le point de mise à la terre. En vue d'éviter des difficultés de cette nature, il serait plus facile de calculer, à l'aide de mesures de champ exécutées à courte distance, la valeur du produit du courant d'antenne par la hauteur effective, ce qui rendrait superflue toute estimation des facteurs particuliers de ce produit. Cette valeur serait définie comme étant la valeur moyenne d'un certain nombre de mesures exécutées à des distances ne dépassant pas dix longueurs d'onde et dans une direction où l'on peut estimer que l'atténuation est la plus petite possible (c'est-à-dire où le facteur exponentiel est égal à 0 et où le produit du champ de force, E, par la distance, d, est constant).

Cette méthode a déjà été appliquée par l'auteur, soit pour les calculs du nombre d'ampères-mètres, $I\ h$, soit pour vérifier ces calculs. En adoptant cette définition pour la comparaison des diverses stations, les résultats seront en quelque sorte indépendants de la puissance nominale des stations, ainsi que de leur efficacité pour le rayonnement. D'une part, cette définition permettrait de tirer des conclusions très importantes sur l'efficacité des différents systèmes d'antenne.

Dans ce qui précède, l'auteur a voulu principalement exposer certains points de vue quant aux mesures de champ et leur importance nationale et internationale. Il aura probablement bientôt l'occasion de revenir sur ce sujet avec plus de détail.

Siffer LEMOINE.

Digitized by Google

A PROPOS DES RADIOPHARES TOURNANTS CONJUGUÉS

par P. FRANCK.

Dans l'*Onde électrique* de novembre-décembre 1929, M. Bourgonnier décrit une méthode nouvelle de guidage à l'aide de deux radiophares tournants conjugués. L'intersection des axes des secteurs d'extinction, décrit l'itinéraire à suivre. Si les extinctions sont observées simultanément à bord de l'avion, celui-ci est sur l'itinéraire ; si l'une est reçue avant l'autre, c'est qu'il est en dehors de son itinéraire : il est à droite ou à gauche suivant que la première extinction observée est celle de l'un ou l'autre phare.

Cette méthode déterminerait rigoureusement un itinéraire s'il s'agissait d'observer le passage de deux axes linéaires se coupant

Fig. 1.

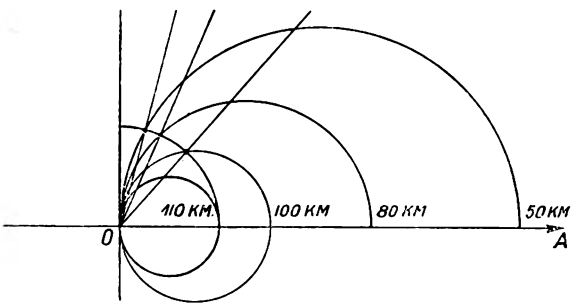


Fig. 2.

sur l'itinéraire. Mais on observe en réalité le passage de deux secteurs plus ou moins ouverts. Il en résulte qu'il faut s'éloigner de l'itinéraire à une certaine distance avant d'observer nettement un changement du phénomène qui permettra de déceler l'erreur d'itinéraire. Ainsi, l'avion n'est pas guidé sur une ligne précise, mais dans un chenal de largeur plus ou moins grande.

C'est d'ailleurs le cas de tous les types de radiophares. Mais, pour

Digitized by Google

que le guidage soit pratique, la largeur du chenal ne doit pas dépasser certaines dimensions. Car, s'il en était autrement l'avion suivrait

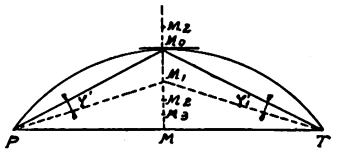


Fig. 3

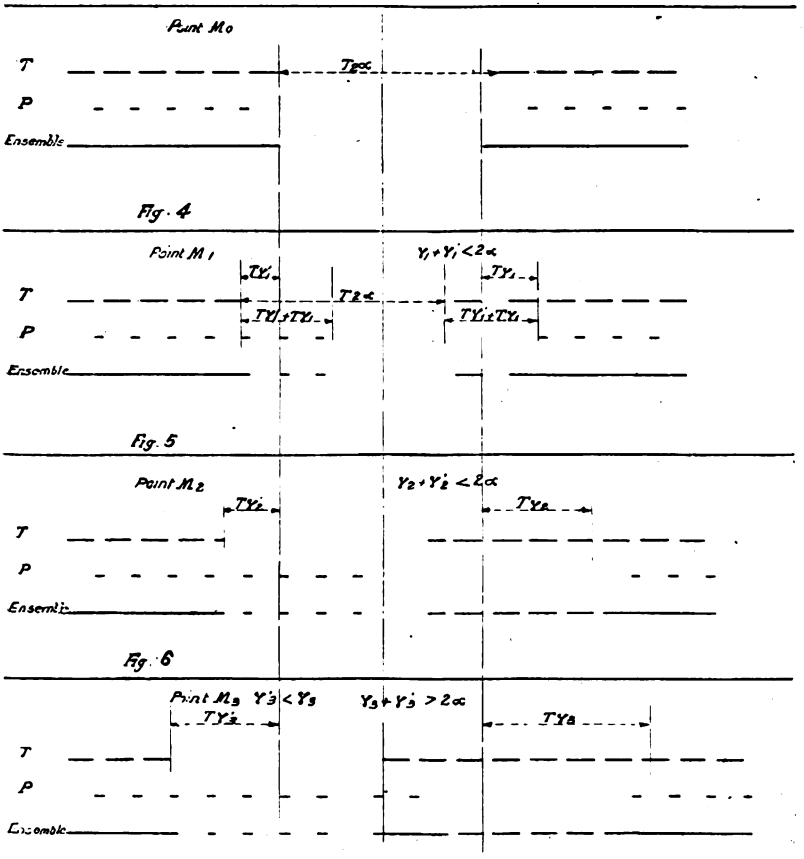


Fig. 7

un itinéraire sinueux analogue à celui de la figure 1 sans pouvoir jamais trouver son cap si le chenal est trop large. Dans les radiophares existants, on a obtenu un chenal de largeur inférieure à 3 km, à 100 km du phare.

Pour savoir si la méthode exposée par M. Bourgonnier est utili-

Digitized by Google

sable en avion, il est nécessaire de se rendre compte de la largeur du chenal. Il serait très compliqué de faire le calcul dans le cas général; mais on peut étudier un certain nombre de cas particuliers qui donnent une idée de ce qu'on peut attendre de la méthode.

Avant d'aborder l'étude de ces cas particuliers, il est nécessaire d'étudier en détail le phénomène utilisé et les observations que l'on fait à bord de l'avion dans les différents cas.

Il faut d'abord tenir compte de la variation du secteur d'extinction avec la distance. Si nous portons en coordonnées polaires l'intensité du champ dans les différentes directions autour du cadre, les courbes de la figure 2 nous donnent ces intensités aux différentes distances. Le cercle de centre O représente l'intensité du champ en dessous de laquelle le récepteur qui fonctionne par tout ou rien, cesse de fonctionner. Son intersection avec les autres courbes permet de tracer les limites des secteurs d'extinction aux différentes distances. A la limite de portée, il est de 90°.

Ceci posé, nous étudierons d'abord en détail le phénomène observé à bord de l'avion quand il est à distance sensiblement égale de deux phares et que l'itinéraire a un tracé tel que les vitesses angulaires des deux faisceaux soient sensiblement égales. C'est le cas de la figure 3. Il est facile de se rendre compte qu'il ne se présente que si, en M_0, la tangente à l'itinéraire est très voisine de la tangente au cercle passant par les deux phares P, T et M_0, ou perpendiculaire à celle-ci ; c'est le premier cas que nous examinons. Soient α la demi-ouverture du secteur de silence du phare P écouté en M_0, α' celle du phare T. $\alpha = \alpha'$ puisque M_0 T = M_0P.

Nous supposons que P émette des points, et T des traits (1). Il est facile de voir que, quand l'avion est en M_0, l'on observe à bord les signaux schématisés sur la figure 4, suivant qu'on écoute T seul, P seul ou T et P simultanément. $T_{2\alpha}$ est le temps pendant lequel le secteur de silence d'ouverture 2α passe sur M_0.

Voyons maintenant ce qui se passe quand l'avion est en M_1 sur la normale en M_0 à l'itinéraire au lieu d'être en M_0; γ_1 et γ' sont les angles de M_0P et M_0T avec M_1P et M_1T. Ils sont d'ailleurs égaux dans le cas présent. Les figures 5 et 6 indiquent ce qui se passe tant que $\gamma_1 + \gamma'_1 < 2\alpha$. Les émissions de T et P sont décalées : l'extinction de la première arrive en M_1 plus tôt qu'en M_0 et celle de la seconde arrive en M_1 plus tard qu'en M_0. La première est en avance de $T_{\gamma'}$, la seconde est en retard de T_{γ_1} en sorte qu'elles sont

(1) Tous deux tournent dans le sens des aiguilles d'une montre.

Digitized by Google

décalées l'une par rapport à l'autre de $T\gamma_1 + T\gamma'$. La figure 7 schématise le phénomène quand l'avion est en un point M_3 tel que $\gamma_3 + \gamma'_3 > 2\alpha$

On voit que, quand l'avion est sur l'itinéraire, on observe un trait continu puis un silence, suivi d'un trait (fig. 4). Si l'on s'éloigne à droite, le phénomène change d'aspect, le trait continu est toujours suivi d'une série de points, et une série de traits précédent la reprise du trait continu (fig. 5, 6, 7). Si M'_1 était à gauche de l'itinéraire, ce serait l'inverse. Ainsi, dans le cas particulier que nous avons considéré, on sait nettement qu'on est à droite ou à gauche. Encore faut-il que le décalage des faisceaux en M_1, ait pour effet de faire apparaître au moins un signal entier.

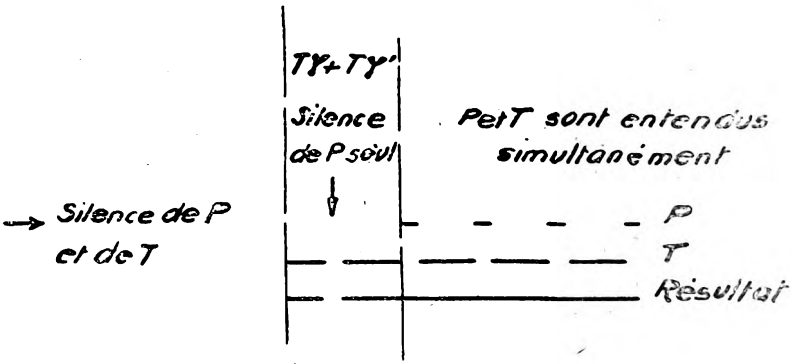


Fig. 7 *bis*.

Examinons la figure 7 *bis* qui fait apparaître seulement la partie droite d'une figure analogue à 5 et 6. Dans le cas particulier qu'elle représente, on ne perçoit qu'un trait tronqué avant le trait continu, et on ne percevra un trait complet que quand M_1 sera tel que le décalage des deux faisceaux dans le temps soit supérieur à la durée de deux signaux. Ainsi donc, on ne commence à savoir qu'on quitte l'itinéraire et à discerner dans quel sens que si $T\gamma + T\gamma' > 2T_2$, T_2 étant le temps d'émission d'un signal. Encore n'a-t-on alors qu'un trait à observer, ce qui est bien peu.

On peut évaluer T_2 de la manière suivante. La durée d'un signal (trait plus intervalle, ou point + intervalle) doit être au moins d'une seconde. C'est nécessaire parce que, si les signaux sont trop rapides, on ne distinguera plus les points des traits, étant donné qu'on les observe avec un certain décalage. Par ailleurs, il faut pouvoir faire au moins une observation par minute. Les phares doivent donc

Digitized by Google

tourner au moins de 180° en une minute, c'est-à-dire de 3° à la seconde. Comme $T_2 = 1$ seconde, pour que deux signaux apparaissent, nous devons avoir $T\gamma + T\gamma' > 2s$, ce qui revient à dire que $\gamma + \gamma' > 6°$; cette condition détermine le point M_1, où on se

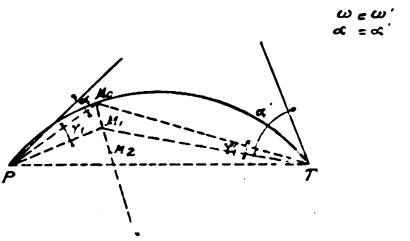


Fig. 8.

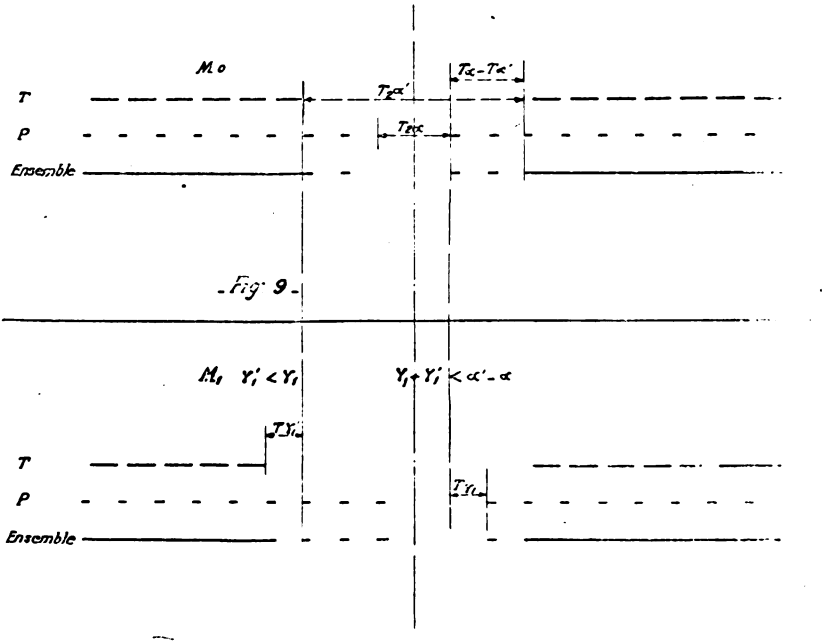


Fig. 9.

Fig. 10.

rend compte qu'on quitte l'itinéraire. Si PT a 100 km et si M_0 est voisin du sommet de l'arc de cercle, la flèche de celui-ci étant 10 km, on commence à s'apercevoir qu'on a quitté l'itinéraire quand M_1 est à 2 km 6 de l'itinéraire. A gauche, on trouverait un point M_2 à plus de 2 km 6, ce qui donne en tout un chenal de plus de 5 km 2.

Le chenal a une largeur supérieure à la limite admise, dans ce

Digitized by Google

cas que nous venons d'étudier, où on est proche de la base et où les conditions de distance aux phares et de vitesse de rotation sont favorables.

Voyons maintenant ce qui se passe quand M_0 est plus près de P que de T, si bien que l'on ait $\alpha < \alpha'$ (fig. 8).

La figure 9 schématise l'observation faite à bord quand l'avion est en M_0. On n'a plus un silence suivant et précédant un trait, mais un trait continu suivi de points ; un silence ; des points et un trait continu. Par le fait que l'on a les mêmes signaux à droite et à gauche, on sait que l'on est sur l'itinéraire. Mais le phénomène n'est déjà plus le même que dans le cas précédent, et cela complique l'observation, ce qui n'est pas heureux pour un procédé de guidage des avions.

Si l'on est hors de l'itinéraire, le phénomène reste le même tant que

$$\gamma_1 + \gamma'_1 < \alpha' - \alpha, \qquad (3)$$

ainsi qu'on peut le voir sur la figure 10.

Et si

$$\gamma_1 + \gamma'_1 > \alpha' - \alpha,$$

on peut distinguer si l'on est à droite ou à gauche. Encore faut-il que la différence entre $\gamma_1 + \gamma'_1$ et $\alpha' - \alpha$ soit assez grande pour que, dans le temps où le silence de T se superpose au silence de P, deux traits au moins soient entendus pour caractériser nettement le phénomène. Le raisonnement que nous venons de faire précédemment nous montre que cette différence doit être d'au moins 6°. Ce qui nous donnera, comme condition à remplir par la position M, pour qu'on y observe qu'on est hors de l'itinéraire.

(1) $$\gamma + \gamma' > \alpha' - \alpha + 6°.$$

La largeur du chenal est donc définie par la condition (1).

Si, au lieu de supposer le point M_0 à des distances différentes de P et T, nous le supposons sensiblement à même distance $(\alpha = \alpha')$, et si l'itinéraire tracé diffère du cercle PM_0T (fig. 11), les vitesses angulaires ω et ω' sont différentes. L'avion marchant dans le sens de la flèche, nous aurons

$$\omega > \omega',$$

si l'itinéraire est à droite du cercle et $\omega < \omega'$ dans le cas contraire.

Ce cas peut se ramener à celui où $\omega = \omega'$ et $\alpha \neq \alpha'$. En effet, si nous examinons les figures 9 et 10, nous voyons que le phénomène est conditionné par les temps $T\alpha$, $T\alpha'$, $T\gamma$ et $T\gamma'$

Digitized by Google

or

$$T\alpha = \frac{\alpha}{\omega},$$

$$T\alpha' = \frac{\alpha}{\omega'},$$

$$T\gamma = \frac{\gamma}{\omega},$$

$$T\gamma' = \frac{\gamma'}{\omega'}.$$

Les signaux restent les mêmes de part et d'autre du silence tant que

$$T\gamma + T\gamma' < T\alpha' - T\alpha,$$

ce qui s'écrit

(2) $$\frac{\gamma}{\omega} + \frac{\gamma'}{\omega'} < \alpha\left(\frac{1}{\omega'} - \frac{1}{\omega}\right).$$

Posons

$$\omega = K\omega' \qquad K > 1,$$

l'inégalité (2) devient

$$\frac{\gamma}{K} + \gamma' < \alpha\left(1 - \frac{1}{K}\right),$$

posons $\alpha' = \frac{1}{K}\alpha$ cette formule devient

$$\frac{\gamma}{K} + \gamma' < \alpha' - \alpha.$$

Le cas examiné se ramène donc au cas précédent où $\alpha' \neq \alpha\omega = \omega'$ La seule différence est que, dans l'inégalité (3), γ est divisé par K,

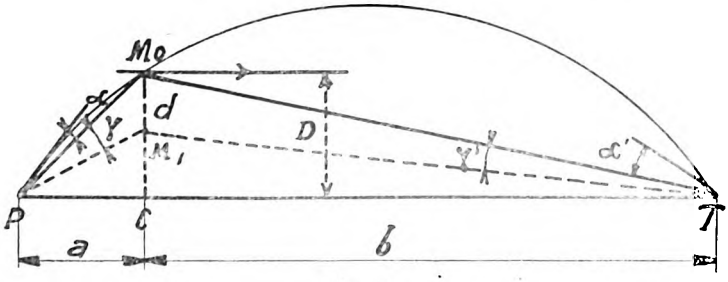


Fig. 11.

ce qui veut dire que l'inégalité n'est satisfaite que pour une position de M_1 plus éloignée de M_0 que dans le cas précédent. Autrement dit, le chenal est plus grand dans le cas *b*) :

b) $$\omega = K\omega' \qquad \alpha' = \alpha$$

que dans le cas *a*) :

Digitized by Google

$a)$ $\omega = \omega'$ $\alpha' = K\alpha$.

Nous serons donc optimistes en ramenant le cas b) au cas a).

Ceci posé, il nous est possible d'aborder l'étude d'un premier cas particulier dont on se rapprochera souvent dans la réalité. C'est

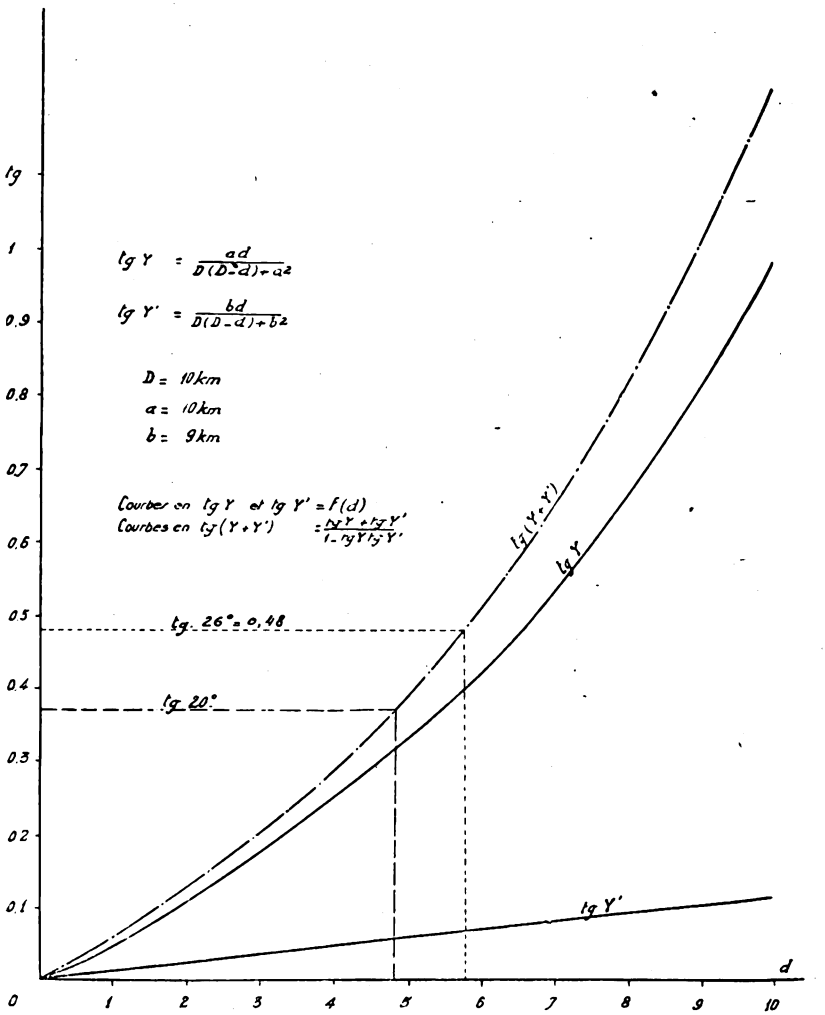


Fig. 11 bis.

celui où la base a une grande longueur PT = 100 km par exemple (fig. 11); le point M_0 est assez près de la base : $M_0C = 10$ km il est beaucoup plus proche de P que de T : PC = 10 km, CT = 90 km. Enfin, l'itinéraire, au voisinage de M_0 est voisin de la parallèle à PT. Il est donc à droite du cercle passant par P.M_0T,

Digitized by Google

ce qui exige que T tourne moins vite que $P(\omega = K\omega')$. Comme M_0 est beaucoup plus près de P que de T, nous avons $\alpha' > \alpha$. Nous pouvons donc traiter la question comme si $\omega = \omega'$ et comme si l'ouverture du secteur d'extinction de T était $K\alpha'$ au lieu de α'. On peut, dans ces conditions, admettre, en étant sûr de ne pas exagérer, que l'on aura au moins.

$$K\alpha' - \alpha = 20°.$$

La limite du chenal sera marquée par un point M_1 tel que

$$\gamma + \gamma' = 26°.$$

En construisant les courbes de

$$\text{tg}\,\gamma,\ \text{tg}\,\gamma' \quad \text{et} \quad \text{tg}\,(\gamma + \gamma')$$

(fig. 11 *bis*) en fonction de d, on trouve, comme $\text{tg}\,26° = 0{,}48$

$$d_1 = 5 \text{ km}, 800.$$

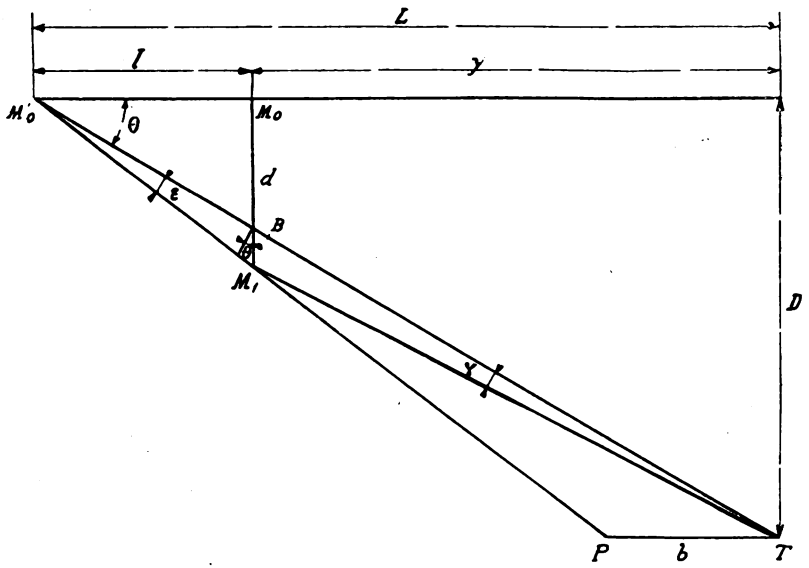


Fig. 12.

En faisant de nouveau le calcul pour trouver la limite M_2 du chenal au delà de M_0, on trouverait $d_2 > d_1$.

Le chenal a donc plus de 12 km de large.

Si l'itinéraire s'éloigne de la base, parallèlement à lui-même les courbes $\text{tg}\,\gamma$, $\text{tg}\,\gamma'$ et $\text{tg}\,(\gamma + \gamma')$ s'abaissent très rapidement, c'est-à-dire que la largeur du chenal croît considérablement.

En résumé, si un itinéraire a 100 km de long, si la base lui est parallèle, si elle a même longueur, et si la distance de la base à

Digitized by Google

l'itinéraire est de 10 km, la largeur du chenal varie de 12 km à une extrémité à 5 km 2 au milieu (puisque là l'itinéraire est tangent au cercle passant par P et T, au milieu de l'arc), pour croître à nouveau jusqu'à 12 km à son extrémité.

Un autre cas particulier est celui où la base PT est très courte

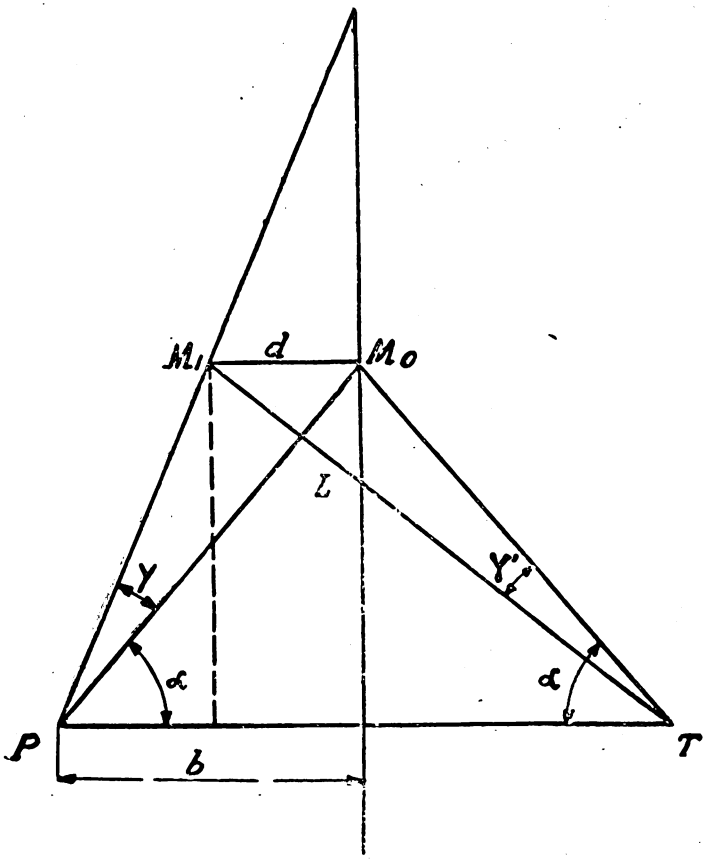


Fig. 13.

(fig. 12). Dans ce cas, des points de l'itinéraire tels que M_0 voient la base sous un angle très faible. Quand on est hors de l'itinéraire, en M_1 par exemple, l'angle γ de décalage des faisceaux est si petit que ce décalage ne pourra souvent être observé.

Il en résulte que M_1 devra être assez loin de l'itinéraire pour qu'on s'aperçoive qu'on s'en est écarté.

Il faut, ainsi que nous l'avons déjà vu que :

$$\gamma \geqslant 6° \qquad \text{ou} \qquad \gamma \geqslant 0{,}1 \text{ radiant.}$$

Digitized by Google

La figure 12 permet facilement de calculer que :

$$\varepsilon = \frac{Db}{L^2}\cos^2\theta.$$

On en tire, par l'examen des divers triangles de la figure :

$$\gamma = \frac{Dbl}{(L^2 + D^2)(L - l)}$$

ou

$$(4) \qquad \gamma = \frac{bd(D-d)}{D\,y^2 + (D-d)^2}.$$

Or, si nous faisons :

$b = 1$ km, $\quad y = 100$ km, $\quad D = 100$ km, $\quad d = 10$ km,

nous trouvons en appliquant la formule (4) :

$$\gamma = 0{,}0005 \text{ radiants},$$

c'est-à-dire que le chenal a beaucoup plus de 20 km.

Examinons un dernier cas particulier : l'itinéraire est la perpendiculaire au milieu de la base PT (fig. 13). Si, au lieu d'être en M_0, nous sommes en M_1, nous nous en apercevons à condition que :

$$\gamma + \gamma' > 6^\circ$$

ou

$$\operatorname{tg}(\gamma + \gamma') > 0{,}1.$$

Or, il est facile de trouver, d'après la fig. 13, que

$$\operatorname{tg}(\gamma + \gamma') = \frac{2Ld}{L^2 + b^2 + d^2}.$$

Dans ces conditions, si nous portons en abscisse L, distance à la base, et en ordonnées d, 1/2 largeur du chenal correspondante, nous obtenons la courbe de la figure 14 pour une base de 200 km de long. Cette courbe marque la limite gauche du chenal si l'avion se dirige sur la ligne OL de O vers L. Le minimum de d est ici de 10 km. La largeur minima du chenal est de 20 km.

Posons $\qquad \operatorname{tg}(\gamma + \gamma') = A.$

La courbe a pour équation

$$AL^2 - 2Ld - Ad^2 + Ab^2 = 0.$$

C'est une hyperbole, qui coupe l'axe des d au point $d = b$. Il y a d'ailleurs, en réalité, pour d'autres raisons indétermination en ce point. L'asymptote de la branche d'hyperbole qui s'éloigne de la base est la droite

$$d = \frac{A}{2}L = 0{,}05L.$$

Digitized by Google

Elle est la même, quel que soit b.

Quand b diminue, les branches des différentes hyberholes se confondent à grande distance avec cette asymptote commune, mais

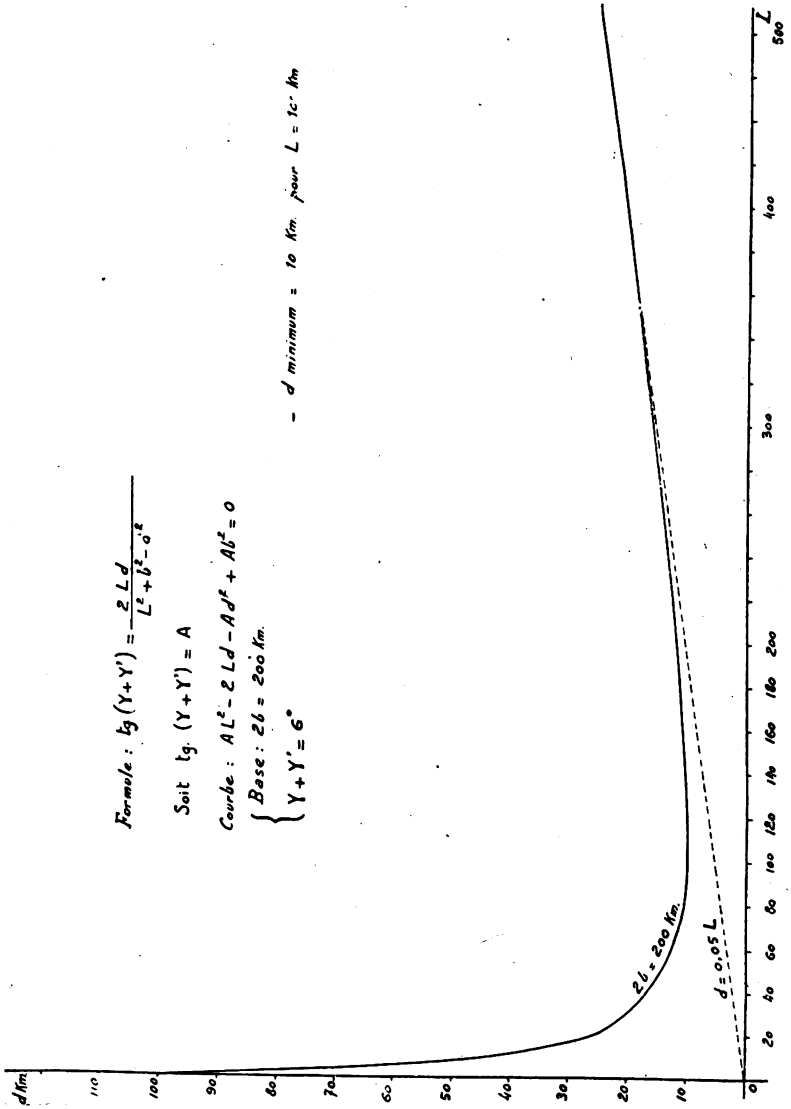


Fig. 14.

elles s'en rapprochent d'autant plus tôt que b est plus petit. C'est-à-dire que le chenal minimum devient de plus en plus étroit. On peut voir qu'il est toujours supérieur à 3 km au delà de 30 km, puisqu'à 30 km, l'asymptote donne $d = 1$ km 5.

Digitized by Google

Conclusions. — Les cas particuliers que nous avons traités nous ont conduit à trouver des chenaux dont les dimensions ne sont utilisables que sur des parcours très restreints, ou bien ne le sont pas du tout.

Le cas qui est apparu le plus favorable est celui où l'itinéraire est perpendiculaire au milieu de la base. Une base très courte permettra alors de jalonner un itinéraire perpendiculaire à son milieu, entre 15 et 30 km de la base environ, c'est-à-dire sur une longueur de 15 km. Si l'on sort de ces limites, on a immédiatement un chenal de plus de 3 km. On constate d'ailleurs que, près de la base elle-même, cet itinéraire n'est plus déterminé.

On voit donc que le procédé imaginé par M. Loth, et présenté par M. Bourgonnier, paraît bien difficile à utiliser. La méthode est séduisante tant qu'elle consiste à tracer un itinéraire par le recoupement de deux faisceaux de très faible ouverture qu'on peut distinguer l'un de l'autre par simple observation visuelle de la position relative des sources; mais elle paraît perdre la plus grande partie de son intérêt quand elle fait appel à des faisceaux d'ouverture importante, variable avec la distance de l'observateur à la source, et quand les deux sources ne peuvent être distinguées l'une de l'autre que par l'émission de signaux différents. Le guidage des avions par deux radiophares conjugués nous semble donc devoir bien difficilement donner à l'aviation des résultats pratiques, au moins dans la forme où il a été proposé, sauf sur de très courtes distances.

P. Franck.

Réponse à l'article de M. l'Ingénieur en Chef Franck.

J'ai décrit ici succinctement un procédé de guidage des avions par ondes dirigées, inventé par M. W. Loth. J'avais évité d'entrer dans les détails de l'émission et de la réception eu égard au peu d'intérêt qu'ils présentent en général pour les lecteurs de *l'Onde électrique*, et aussi parce que l'exposé complet d'un projet de radio-routes comporterait la divulgation de toute une technique qui forme en quelque sorte les secrets de fabrication de la Société à laquelle j'appartiens.

M. l'Ingénieur en chef Franck au cours d'une brève visite faite au centre d'Études de Vaux-sur-Seine, il y a six mois environ, eut l'occasion d'assister à une démonstration à échelle réduite du gui-

Digitized by Google

dage par ondes herziennes dirigées. C'est des renseignements recueillis au cours de cette visite et non des indication succinctes de mon exposé que M. l'ingénieur en chef Franck s'est servi pour la rédaction de son article dont le contenu m'a quelque peu surpris. Les ingénieux développements mathématiques qu'expose l'auteur au cours de son article sont très loin de la réalité ainsi que le montre dès l'abord un simple exemple.

Pour le cas de deux radiophares placés à 200 m l'un de l'autre et traçant une route perpendiculaire sur leur base, l'auteur trouve (diagramme de la figure 14) que le « chenal » à 400 m. a une largeur de 40 à 45 m et que ce chenal a une largeur variable, alors qu'il a lui-même assisté à des expériences où, dans des conditions exactement semblables, le chenal était d'environ 5 m et de même largeur tout le long de la route (je parle ici de mètres et non de kilomètres, comme l'auteur ; mais l'échelle n'intervient pas dans un raisonnement).

L'expérience prouve dans tous les cas par la démonstration à échelle réduite que M. l'ingénieur en chef Franck aboutit à des exagérations manifestes, telles que si l'on n'en connaissait pas l'auteur on pourrait les juger tendancieuses.

Il est toutefois nécessaire d'examiner le raisonnement de mon distingué contradicteur pour voir comment il a pu être conduit à des conclusions contraires à la réalité. C'est ce que nous allons faire maintenant.

Au début de l'article qui nous occupe il est dit qu'avec les radiophares existants on obtient un chenal de trois kilomètres à 100 km du phare. Je suppose qu'il est question du système américain bien connu à cadres croisés ; les résultats officiels les plus récents (cf. Proceedings de décembre 1929, page 2269 et seq.) indiquent que l'angle d'incertitude est de 3° ce qui correspond à 5 km 2 à 100 km, à 10 km 5 à 200 km, à 15 k 7 à 300 km et à 21 km à 400 km, le chenal changeant de largeur le long de la route, ce qui n'est pas le cas comme nous le verrons du procédé que j'ai décrit.

M. l'ingénieur en chef Franck étudie ensuite la réception des signaux d'abord dans un cas particulier, puis dans le cas général en tenant compte de la variation en raison de la distance aux émetteurs de l'angle du secteur découpé dans les signaux par le filtro-sélecteur Marrec.

L'influence de la variation de cet angle est assez exactement analysée, mais il faut tenir compte que l'on se maintient sur la route dans des conditions de portée convenable et que cet angle ne varie

Digitized by Google

que dans une assez faible mesure (de 5° à 20° maximum en pratique). Il est exact aussi que les phares doivent tourner à une vitesse moyenne d'un demi-tour minute. Mais leur vitesse instantanée, comme je l'ai précédemment expliqué, varie d'une façon très importante pendant 1/2 tour.

Je rappelle que les radiophares tournent de façon que les axes de leurs émissions dirigées viennent se croiser sur la route, et aussi de façon que pour un observateur non placé sur la route, le *décalage de temps entre le passage de ces deux émissions soit le même tout le long de la route pour une même distance à la route.*

La largeur du chenal correspondra donc au plus petit écart de temps que l'on puisse apprécier nettement.

La mesure du temps se faisant par comptage de signaux, on a donc intérêt à avoir le plus grand nombre possible de signaux par unité de temps. M. l'ingénieur en chef Franck affirme que la durée d'un signal (trait + intervalle, ou point + intervalle, c'est-à-dire trait + point) doit être *au moins* d'une seconde. Heureusement qu'il n'en est pas ainsi et que l'exemple de la T.S.F. est là pour nous rassurer. J'affirme au contraire qu'une manipulation de 3 ou 4 signaux par seconde peut être distincte pour n'importe quel observateur si peu entraîné qu'il soit ; le fait que les traits et les points sont séparés par un silence ne joue pas, car les intervalles entre les traits ayant la longueur des points et réciproquement, on ne peut les confondre si le rapport entre la durée des traits et des points est convenablement choisi.

Cela suffit déjà pour réduire les résultats trouvés par M. l'ingénieur en chef Franck dans le rapport du 3 ou 4 à 1, mais l'analyse n'en demeure pas moins inexacte.

En effet, M. l'ingénieur en chef Franck prétend que l'on ne peut savoir si l'on est en dehors de la route (lorsque les temps de silence sont inégaux), que dans le cas où ils débordent l'un sur l'autre de façon que l'on ait de chaque côté du silence des signaux de nature différente. Ceci est tout à fait arbitraire.

Tout d'abord il faut considérer des temps de silence et non des angles de silence, car ce que l'observateur perçoit ce sont les époques de changement des signaux. D'autre part, le rapport entre un temps de silence et la valeur de l'angle de silence varie en chaque point puisque la vitesse est variable et *varie pendant tout le temps du silence.*

Ce qui se passe en pratique est ceci :

On observe un temps de silence 2α pour les points et un temps

Digitized by Google

de silence $2\theta_t$ pour les traits; les époques des milieux de ces temps de silence sont respectivement T_p et T_t. On connaît par observation $T_p - \theta_p$ et $T_p + \theta_p$ et $T_t - \theta_t$ $T_t + \theta_t$, correspondant au chan-

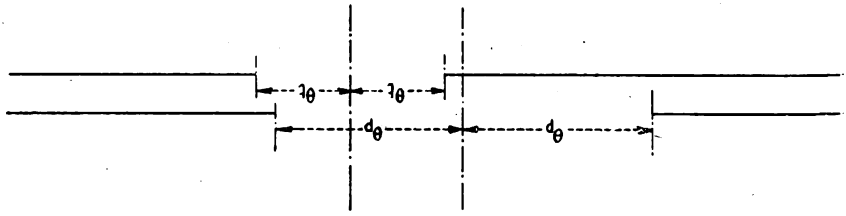


Fig. 1.

gement de signaux; le théorème de Chasles permet de connaître en grandeur et signe le décalage τ entre T_p et T_t.

On a (figure 1)

$$\tau = T_p - T_t = \frac{(T_p - \theta_p) + (T_p + \theta_p)}{2} - \frac{(T_t - \theta_t) + (T_t + \theta_t)}{2},$$

d'où

$$\tau = \frac{(T_p - \theta_p) - (T_t - \theta_t)}{2} + \frac{(T_p + \theta_p) - (T_t + \theta_t)}{2},$$

or

$$\frac{(T_p - \theta_p) - (T_t - \theta_t)}{2} \quad \text{et} \quad \frac{(T_p + \theta_p) - (T_t + \theta_t)}{2}$$

sont les $\frac{1}{2}$ nombres de signaux comptés de chaque côté du silence affecté d'un certain signe (en pratique on a toujours un silence intermédiaire à moins d'être très éloigné de la route, auquel cas une modification du chauffage dans le filtro-sélecteur Marrec permet de faire

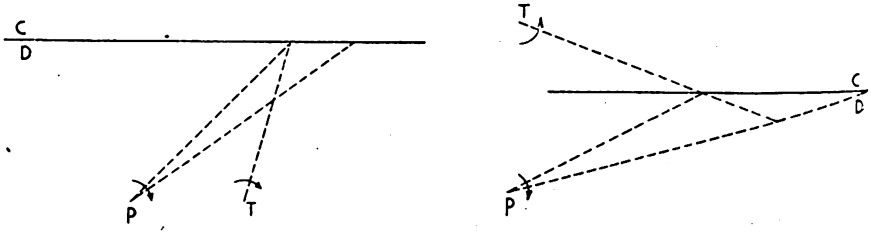


Fig. 2.

paraître un silence entre les signaux. D'ailleurs très loin de la route, l'indication de distance n'est plus donnée avec précision et seule l'indication du côté importe).

La formule donnant τ peut être traduite en langage courant par

Digitized by Google

une consigne très simple en supposant un sens de rotation des phares bien défini dans les deux cas qui peuvent se présenter (fig. II) en convenant par exemple que le sens direct de circulation sur une route sera Nord-Sud et Ouest-Est.

La consigne sera la suivante :

La distance à la route est proportionnelle à la demi-somme des signaux, si les signaux sont de natures différentes et à la demi-différence, s'ils sont de même nature.

Si l'on entend les points en plus grand nombre avant le silence ou les traits en plus grand nombre après le silence on est à droite ; si l'on entend les points en plus grand nombre après le silence ou les traits en plus grand nombre avant le silence on est à gauche.

La fig. III montre différents cas de réception à une unité et demie de distance à gauche de la route et la figure IV a une unité et demie de distance à droite de la route suivant la longueur des temps de silence.

On voit que le côté est toujours donné avec netteté ainsi que la distance approximative, seul le cas (3) de la figure IV peut paraître douteux ; mais en réalité il n'en est pas ainsi en pratique car le bord du secteur découpé par le filtro-sélecteur n'est tout de même pas assez net pour que l'on n'entende pas un point supplémentaire ou qu'un deuxième trait ne se détache pas assez sensiblement pour être entendu.

D'ailleurs quand les temps de silence ne sont pas exactement égaux ce qui est le cas général, on apprécie exactement le côté où l'on se trouve à une unité de distance et même à une demi-unité de distance de la route. J'ajoute que l'opération qui consiste à compter des signaux n'offre aucune difficulté et est infiniment plus aisée que les opérations nécessitées par la radiogoniométrie de bord qui a pourtant été préconisée en aviation.

Nous admettrons dans ce qui suit les hypothèques les plus défavorables, c'est-à-dire un « chenal » correspondant à une unité et demie de distance de part et d'autre de la route, c'est-à-dire au total de trois unités de temps. En admettant en outre une manipulation de trois signaux par seconde (alors qu'en pratique on pourra aller à quatre ou même cinq) nous voyons que la longueur du « chenal » correspondra à une seconde de décalage entre le passage des émissions.

Le problème posé par M. l'Ingénieur en chef Franck se ramène donc à la détermination de l'écart de distance pour différentes

Digitized by Google

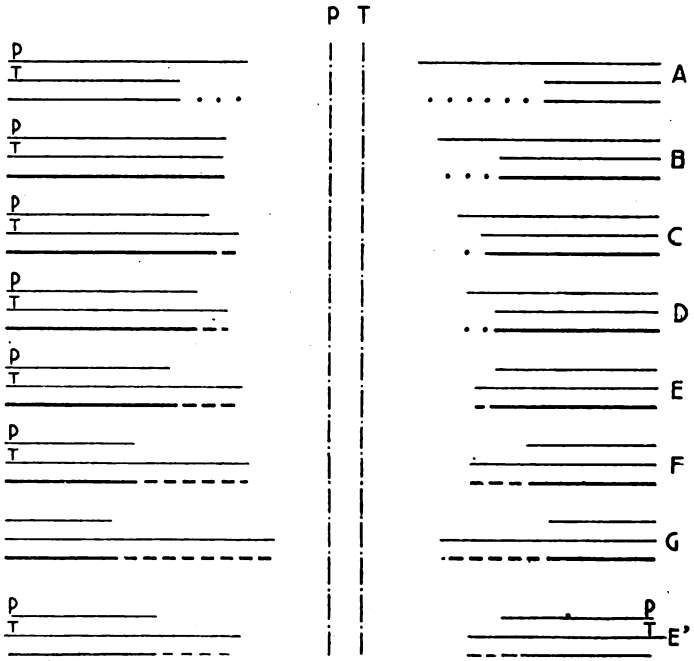


Fig. 3

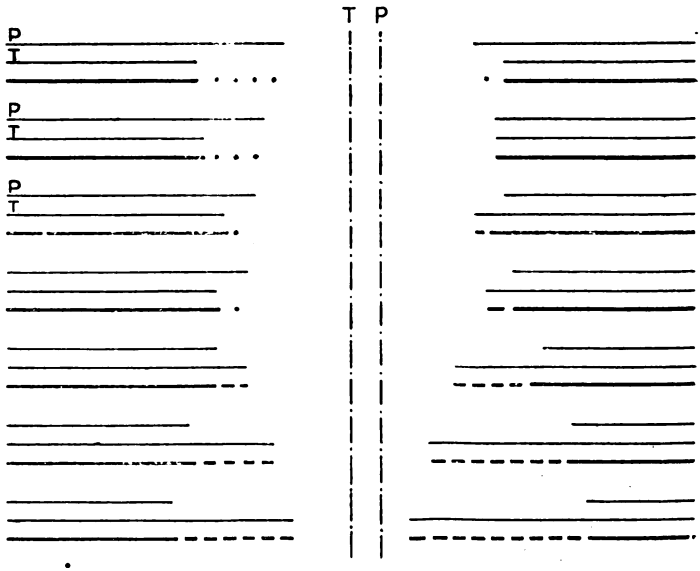


Fig. 4.

Digitized by Google

routes (tracées par deux phares tournant à une vitesse moyenne de 1/2 tour-minute) correspondant à un écart de temps de 1 sec.

Nous traiterons le problème graphiquement, comme je l'ai indiqué dans mon précédent article (auquel je prie le lecteur de se reporter) et non par l'analyse car la solution complète est difficile, et les simplifications proposées empêchent d'atteindre le résultat.

Tout d'abord signalons que les trois cas traités par M. l'Ingénieur en chef Franck ne correspondent pas à ceux posés dans la pratique, surtout le second où la longueur de la route est disproportionnée par rapport à celle de la base.

Pour tracer des routes de 400 km. par exemple il faudra des bases de 100 à 150 km. suivant que les radio phares sont de part et d'autre ou du même côté de la route. Dans ce dernier cas la base devra être à 100 ou à 150 km. de la route pour permettre commodément des changements d'itinéraires.

Les fig. V, VI et VII représentent les épures de trois cas que nous traitons à titre d'exemple.

1er cas (fig. V) Route et bases parallèles et de même longueur 100 km distance de la base à la route 10 km.

En prenant une unité de distance arbitraire (1 km. 5 sur la figure). On voit que l'unité de temps est contenue 8 fois dans le temps que mettent les phares pour aller de A à B. L'angle dont ils ont tourné étant de 145° on a la règle de trois suivante en appelant x la valeur de l'unité de temps en seconde :

$$\frac{8x}{60^{sec}} = \frac{145^{\circ}}{180^{\circ}},$$

d'où

$$x = \frac{145}{24} = 6^{sec}$$

en prenant comme valeur moyenne de l'unité de distance de part et d'autre de la route 2 km. nous avons pour la largeur du chenal L

$$L = \frac{2}{6} = 0 \text{ km } 350.$$

En réalité l'exemple proposé serait difficilement réalisable en pratique; l'examen de la figure 5 montre que les variations de vitesse imposées aux radiophares ne sont guère admissibles.

L'angle $\widehat{1P2}$ valant environ 60° et l'angle $\widehat{7P8}$ environ 1° le rapport des vitesses en 1 et 8 serait de 60!

2e cas. — Le deuxième exemple proposé par M. l'ingénieur en chef Franck nous l'avons dit, n'offre aucun intérêt pratique. Mettre

Digitized by Google

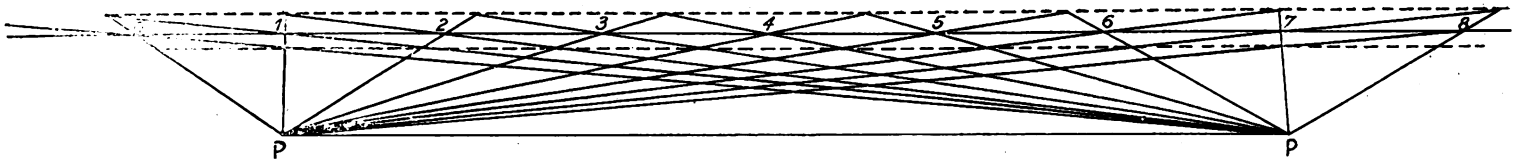


Fig. 5.

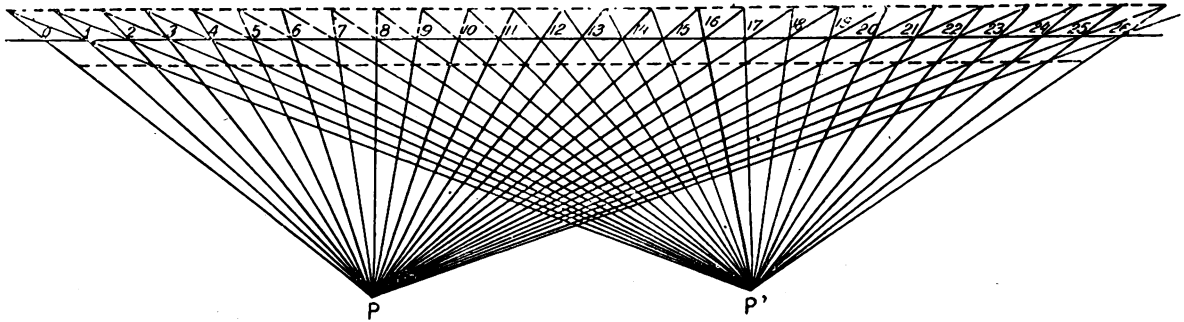


Fig. 6.

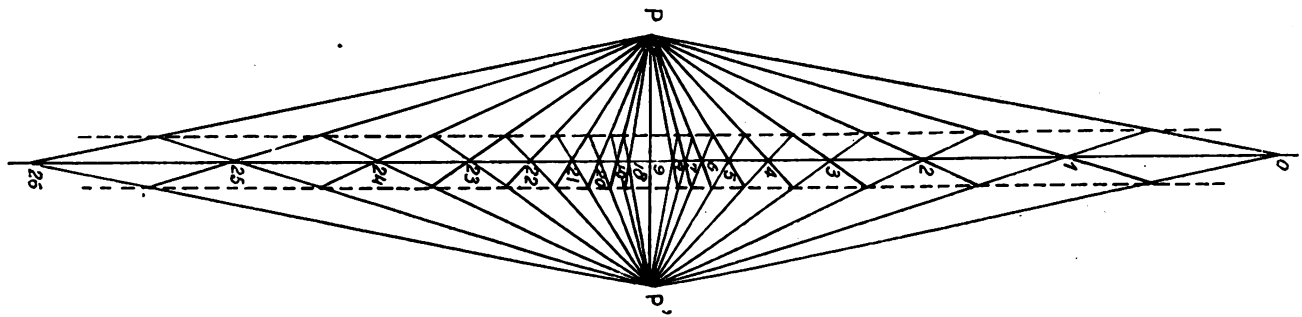


Fig. 7.

Digitized by Google

les radiophares à un kilomètre l'un de l'autre pour tracer une route de 100 km est évidemment illogique. On pourrait aussi bien les placer à une distance nulle, ce qui reviendrait à n'avoir qu'un seul radiophare et dans ce cas il n'y aurait plus de route du tout.

Nous prendrons comme exemple une route de 400 km de long tracée par deux radiophares distants de 150 km, la base étant parallèle à la route et distante de 100 km de celle-ci.

Pour l'unité de temps choisie sur l'épure, l'unité moyenne de distance est de 11 km. L'angle $\widehat{Op25}$ étant égal à 123° l'unité de temps sera donnée comme plus haut par :

$$\frac{25x}{60} = \frac{123}{180}\, x = 1{,}5$$

en réalité en accélérant le mouvement des radiophares dans les parties inutiles de leur rotation on pourrait augmenter la valeur de x et par conséquent la précision).

Nous aurons donc pour la largeur du chenal L

$$L = \frac{11 \text{ km}}{1^{\text{sec}},5} = 7 \text{ km } 3.$$

Pour une route de 100 km la largeur du chenal serait de moins de 2 km.

3e cas. — Route de 400 km de longueur tracée par deux radiophares placés à 50 km de part et d'autre de la route, la base étant perpendiculaire au milieu de la route.

C'est le dernier cas traité par M. l'Ingénieur en chef Franck à cela près que la base est deux fois plus petite.

La figure VII *bis* donne le détail de l'épure des mouvements dans le voisinage de la base. Jusqu'au point 10 le tracé est fait à l'aide de la condition de parallélisme et du point 10 au point 16 par une interpolation qui donne à peu près l'hyperbole trouvée par M. l'Ingénieur en chef Franck. Au point 12 le « le chenal » serait, d'après le tracé, deux fois plus large et au point 13 égal à la base. Toutefois le point 12 et le point 14 sont distants de 2 km et cette distance sera franchie par l'avion en moins d'une minute, ce qui fait que l'observateur n'aura pas le temps de recevoir plus d'une indication imprécise pendant le franchissement de la base; l'inconvénient serait donc léger, mais il est facile d'y pallier par un procédé sur lequel on me permettra de ne pas donner de détail et qui est basé sur l'appréciation du rapport des distances aux radiophares par le rapport des angles des secteurs de silence.

Digitized by Google

Le chenal en général aura une largeur que nous déterminerons comme précédemment.

L'unité de distance est de 10 km et l'unité de temps correspondante est contenue 26 fois dans le temps que met le phare à parcourir l'angle $\widehat{OP26}$ égal à 158°

d'où $\frac{26x}{60} = \frac{1^{\circ}8}{180}$ d'où $x = 1^{sec},82$

La largeur du chenal est donc égale à $\frac{10\text{ km}}{1,82} = 5\text{ k }5$.

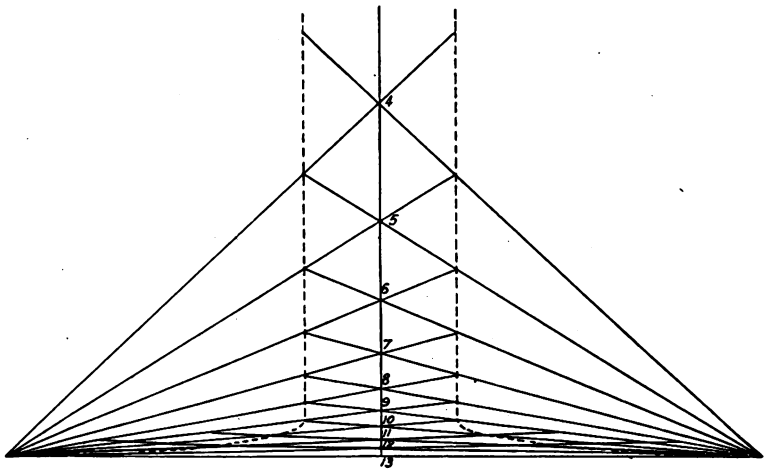


Fig. 7 *bis*.

Conclusions. — On voit par ce qui précède qu'il était justifié de dire au début de la présente note combien M. l'Ingénieur en chef Franck était loin de la réalité en concluant comme il l'a fait.

Je suis resté volontairement sur le terrain théorique sur lequel il s'était placé, mais je suis assez fixé au point de vue de la transposition sur le terrain pratique pour avancer que les résultats à grande échelle serreront de près mes données.

BOURGONNIER.

Réponse à Monsieur Bourgonnier.

En envoyant à *l'Onde Electrique* le précédent article, je demandais qu'il fût, avant sa publication, communiqué à M. Bourgonnier, afin qu'il pût faire les observations qu'il juge-

Digitized by Google

rait utiles. Sa réponse contient une allusion d'ordre personnel qui n'a rien à voir avec la question : *l'Onde Electrique* n'est pas un organe de polémique, mais une revue technique. C'est donc strictement sur ce terrain que je continuerai à me tenir.

L'exposé de M. Bourgonnier diffère du mien sur deux points essentiels : la nature des observations que l'on peut demander à un aviateur non spécialisé en radiotélégraphie ; la méthode de calcul. Nous examinerons ces deux questions successivement.

Nature des observations. — La facilité d'observation dépend de la durée des signaux et de la forme des signaux observés.

En ce qui concerne la durée, j'ai estimé que, pour qu'une personne ignorant la lecture au son distinguât facilement les points des traits, quand ceux-ci étaient séparés par un silence de plusieurs secondes, il fallait que l'ensemble point trait eût une durée de une seconde. M. Bourgonnier estime, au contraire, qu'on peut placer trois ensembles point-trait dans l'intervalle d'une seconde. Il est évident qu'en cette matière, l'expérience seule pourrait nous départager : je dois cependant faire remarquer que, lors de l'expérience à laquelle j'ai assisté à Vaux, j'ai eu quelque difficulté à discerner dans certains cas, les points des traits.

Par ailleurs, M. Bourgonnier estime que l'apparition d'un signal et demi (d'un côté ou de l'autre du silence) est suffisante pour apprécier qu'on a quitté le chenal. Je pense qu'il faut au moins deux signaux.

Pour ce qui est de la forme des signaux, le premier cas considéré est celui où, les zones de silence des deux phares étant égales, on observe des traits continus séparés par un silence quand on est dans le chenal ; on observe l'apparition de points et de traits avant et après le silence quand on en sort. Il n'y a pas de divergence d'opinion sur ce cas entre M. Bourgonnier et moi. Celui qui est litigieux est le suivant :

Les zones de silence des deux phares étant inégales, l'observation se complique. Le phénomène qu'on constate alors a été suffisamment analysé pour qu'il ne soit pas besoin d'y revenir. M. Bourgonnier propose de l'utiliser en se conformant à une règle (page 5) qui oblige l'utilisateur à compter les points et les traits, puis à en comparer le nombre. Il ne faut pas croire que cette méthode soit jamais accueillie favorablement dans l'aviation. Ou bien, il y aura à bord un radio, et alors le radiophare n'a plus sa raison d'être : c'est un radiogoniomètre qu'il faut employer. Ou bien, une personne de

Digitized by Google

l'équipage ayant d'autres fonctions observera le radiophare; cette personne aura des préoccupations multiples au cours d'un vol sans visibilité et on ne peut lui demander l'attention et le temps que nécessite le mode d'observation préconisé.

De ces divergences sur la nature des observations qu'on peut demander résultent les divergences suivantes dans les deux études théoriques.

1° *Intervalle minimum de temps entre le passage des deux faisceaux, permettant à l'aviateur de s'apercevoir qu'il a quitté le chenal*; M. Bourgonnier trouve 1/2 seconde, je trouve 2 secondes.

2° *Evaluation de la largeur du chenal* : M. Bourgonnier estime qu'elle ne dépend pas de la différence de largeur des secteurs d'extinction des deux phares. Je pense qu'il en faut tenir compte.

Méthodes de calcul. — J'ai supposé, dans mes calculs, la vitesse de rotation constante ; M. Bourgonnier s'est au contraire imposé la condition de maintenir la largeur du chenal constante, estimant avoir ainsi de meilleurs résultats.

Les calculs sont évidemment différents dans les deux cas, mais nous allons voir que les résultats ne sont pas contradictoires (à condition, bien entendu, de s'en tenir à la même nature de signaux observés).

Nous éliminerons d'abord les deux premiers cas considérés par M. Bourgonnier. Il a lui-même éliminé celui de la figure 5, en faisant observer qu'il arrivait à des vitesses de rotation inadmissibles.

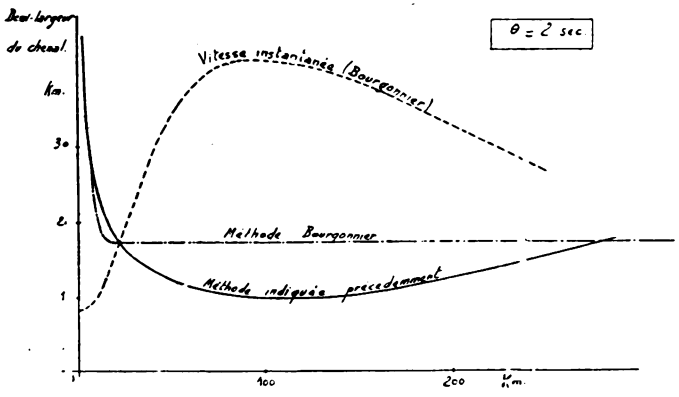
Dans le cas de la figure 6, la largeur de chenal (7 km 5) qu'il trouve pour une base de 150 km servant à baliser une route de 400 km distante de 100 km, est supérieure à ce que nous avons admis (3 km). Elle serait d'ailleurs de 30 km avec nos hypothèses sur le décalage minimum des deux faisceaux dans le temps (2 secondes au lieu de 1/2 seconde). Pour la route de 100 km, si ses hypothèses donnent 2 km, les nôtres donneraient 8 km. En outre, M. Bourgonnier obtient un chenal constant parce qu'il admet qu'on peut apprécier la différence du nombre de points et de traits. Comme nous ne l'admettons pas, nous devons tenir compte de la différence d'ouverture des secteurs d'extinction, dès qu'on s'éloigne du milieu de l'itinéraire, ce qui élargit le chenal de part et d'autre de ce point. On peut donc en conclure, si l'on admet notre manière de penser au sujet de la forme des signaux, que le cas représenté par la figure 6 n'est pas utilisable.

Reste celui de la figure 7. Reprenons les calculs faits par M. Bour-

Digitized by Google

gonnier et les nôtres, avec des hypothèses identiques. Ces hypothèses seront les suivantes; base de 200 km et route perpendiculaire au milieu de celle-ci s'étendant depuis la base jusqu'à 280 km de celle-ci. Temps de décalage 2 secondes.

On obtient les résultats représentés par les courbes de la figure ci-contre. On voit que, si le chenal obtenu avec la méthode que nous avons préconisée, a une dimension variable, sa largeur est toujours



inférieure à la largeur du chenal constant de M. Bourgonnier. Cela prouve que nos calculs ne lui sont pas défavorables, au contraire.

Par ailleurs, le chenal qu'on obtient dans ce cas par son calcul est de 35 km, avec nos hypothèses et de 8 km avec les siennes, c'est-à-dire qu'il est encore trop large dans tous les cas.

La figure permet de se rendre compte des résultats que donne la méthode sur de petites distances. Il suffit de diviser toutes les données par 100 pour avoir une installation comparable à celle qui a été réalisée à Vaux : distance des phares 200 mètres, distance d'observation 280 mètres Cela donne avec nos hypothèses un chenal de 35 mètres, avec celles de M. Bourgonnier un chenal de 8 mètres. Je ne puis d'ailleurs savoir si le chenal de Vaux était de 5 mètres, comme il le dit, car les expériences auxquelles j'ai assisté ont consisté à faire entendre la nature des signaux en un point du chenal, puis en un point extérieur au chenal, mais non à mesurer exactement la position des deux limites de celui-ci. Quoi qu'il en soit, ces largeurs de chenal sont plus que suffisantes, mais le procédé n'est pas utilisable aux petites distances, car celles-ci ne seraient intéressantes que pour atterrir : or, à ce moment, il faut recourir à une observation

Digitized by Google

continue et non à une observation toutes les minutes. La méthode n'est donc pas valable pour l'atterrissage.

Conclusions. — La discussion ne fait que nous confirmer dans nos conclusions, qui sont les suivantes :

La méthode n'est pratique à employer que dans le cas d'une route sensiblement perpendiculaire au milieu de la base, car dans les autres cas, elle exige un procédé d'observation inadmissible dans les conditions d'emploi.

Dans le cas d'une route sensiblement perpendiculaire au milieu de la base, la méthode ne donne de résultats assez précis que sur de très courtes distances. Pour améliorer cette situation, il faudrait pouvoir diminuer considérablement la durée des points et des traits. En admettant même que ce soit possible à un observateur quelconque qui prête une grande attention, cela ne présentera jamais la sécurité et la facilité indispensables à un aviateur qui a d'autres préoccupations et se trouve dans une situation critique.

On peut d'ailleurs améliorer la situation en modifiant le procédé. Puisque la précision est fonction de la durée des signaux, il faut raccourcir ceux-ci. Le seul moyen qui nous paraisse pratique, est de les remplacer par une modulation rapide ; les deux phares seraient modulés à des fréquences différentes. A la réception, deux systèmes accordés sur les deux modulations sépareraient les signaux des deux radio-phares. Un voyant quelconque se déclancherait quand les deux sont perceptibles simultanément, deux autres voyants marqueraient qu'on est à droite ou à gauche suivant que la réception de l'un ou de l'autre phare disparaîtrait la première. La précision d'un tel procédé serait fonction de l'amortissement et de la constante de temps des systèmes accordés sur les deux modulations. On peut en jouer dans des limites suffisantes pour avoir un bon résultat. Mais il est à remarquer que l'inconvénient des secteurs inégaux ne disparaîtra pas.

On peut donc, en modifiant le mode d'emploi des radiophares conjugués, les rendre pratiques pour jalonner une route voisine de la perpendiculaire en leur milieu ; il est peu probable qu'ils permettent de jalonner avec précision d'autres routes. Cela limitera les applications du procédé ; par ailleurs, la solution envisagée compliquerait le poste récepteur de bord ; enfin, les changements d'itinéraire ne pourraient être très importants.

Cet article, dont les critiques peuvent paraître parfois sévères, aura atteint son but s'il peut inciter les inventeurs à améliorer leur

Digitized by Google

système pour le rendre plus pratique, et ils peuvent être certains d'être les bienvenus s'ils démontrent expérimentalement que les conclusions de cette étude théorique ont été trop pessimistes.

P. FRANCK.

Deuxième réponse à M. l'Ingénieur en chef Franck.

M. l'Ingénieur en chef Franck à la suite de la réponse que j'avais faite à son article « A propos des radiophares tournants conjugués » ayant jugé nécessaire de développer certains de ses arguments, *l'Onde Electrique* a bien voulu accepter que j'ajoute quelques mots à ce que j'avais déjà écrit. Ceci est évidemment nécessaire puisque les précisions que j'ai données n'ont pu arriver, à mon grand regret, à modifier le point de vue de mon distingué contradicteur.

Examinons rapidement les deux points traités par lui dans sa réponse.

Nature des observations. — Il n'est pas discutable à mon sens que les signaux complémentaires puissent être manipulés à une cadence beaucoup plus rapide qu'un signal complet par seconde. J'ai eu l'occasion d'en faire l'expérience bien des fois devant des tiers et tout dernièrement devant un technicien particulièrement compétent, M. Mesny. Par suite d'un défaut de voltage de l'alimentation, il n'a pas été possible le jour de sa visite de faire tourner le contracteur à plus de deux tours et demi par seconde ; mais l'audition était satisfaisante et la limite de rapidité ne semblait pas atteinte. J'ai fait constater de même à notre visiteur qu'il n'était pas nécessaire de s'écarter de plus d'une fois la distance correspondant à un signal (et non même une et demie, comme je l'avais admis comme hypothèse la plus défavorable) pour connaître que l'on s'était écarté de la route.

Au lieu des deux secondes d'écart de temps admis par M. l'Ingénieur en chef Franck, il faut admettre le chiffre de l'expérience de $\frac{1}{3}$ à $\frac{1}{2}$ seconde.

Ce point, je l'espère, est maintenant définitivement acquis. En ce

Digitized by Google

qui concerne l'influence de largeur des secteurs, je ne puis évidemment forcer l'opinion. Je crois tout de même qu'il est exagéré de juger le système trop compliqué dans la pratique, par suite de la nécessité de compter les signaux.

Si l'objection demeure dans l'esprit de certains j'ajouterai pour la faire disparaître que nous avons construit et mettons actuellement au point un indicateur visuel effectuant automatiquement les décomptes de temps, et donnant à chaque instant la position par rapport à la route, sur un cadran gradué en distances. Un tel appareil, commandé par un chronomètre et n'ayant qu'à comparer des temps inférieurs à quelques secondes est susceptible d'une précision bien supérieure à celle de la réception des signaux au casque.

Méthode de calcul. — Je ne crois pas qu'il puisse exister deux vérités en mathématiques. Ou ma méthode est fausse, ou elle est exacte.

La méthode de M. l'Ingénieur en chef Franck est une approximation assez grossière, et contrairement à ce que pense son auteur, elle n est *jamais* favorable au procédé étudié.

Il y a là un point qui a échappé à M. l'Ingénieur en chef Franck malgré que j'ai fort insisté à ce sujet dans notre discussion. La longueur de la base doit être proportionnée à la longueur de la route.

Une base de 200 km. comme celle considérée dans la figure de la réponse, conviendrait à une route de 4 à 500 km de part et d'autre de la base. Or, à 400 km la méthode de M. l'Ingénieur en chef Franck donnerait un écart de distance de 22 km. 400 au lieu de 16 km. A Vaux la distance d'observation est de 400 mètres environ et le chenal n'y a pas 45 mètres.

Le procédé que j'ai décrit permet de réunir deux aérodromes par une route simple et rationnelle, mais je n'ai jamais dit qu'il était destiné à guider un avion à l'atterrissage. Nous avons d'ailleurs mis au point un procédé de balisage électromagnétique des aérodromes dont c'est là le rôle. Si l'on veut éviter qu'une route ne soit imprécise au voisinage de l'un des aérodromes il n'y a qu'à éviter de placer la base sur l'aérodrome !

Pour finir je rappelle :

1° que la longueur du chenal maximum admissible doit être prise en considération de la longueur de la route. Si celle-ci ne dépasse pas 100 km le chenal sera toujours inférieur à 3 km. 500 et aura une longueur constante, ce qui n'est pas le cas des radioalignements envisagés par M. l'Ingénieur en chef Franck.

Digitized by Google

2° qu'il n'est pas logique d'opposer à un système d'alignement un système de guidage, étant donnés leurs buts différents. Si l'un a pour lui sa simplicité apparente et son ancienneté, l'autre a des avantages d'un autre ordre et donne des perspectives neuves et pleines de promesses.

Je laisse maintenant aux lecteurs de *l'Onde Electrique* le soin de conclure, en m'excusant auprès d'eux de cette longue discussion.

BOURGONNIER.

Digitized by Google

TABLE DES MATIÈRES

des Articles du Tome IX

N°s de Référence	TITRES DES ARTICLES
	GENERALITE
1	Les ondes très courtes. — Jouaust (R.), janvier 1930, p. 5.
2	Première réunion du Comité consultatif international de radioélectricité, janvier 1930, p. 23 et février 1930, p. 75.
3	Abaque pour le calcul des résistances ohmiques à toutes fréquences. — Mathieu (Marcel), mars 1930, p. 139.
4	Notions générales de transmission appliquée à la Radiotéléphonie. — Le Corbeiller (Ph.) et Valensi (G.), avril 1930, p. 141.
5	Applications de la théorie de l'inversion à la construction point par point au moyen de la règle et du compas des courbes de résonance des circuits anti-résonnants. — Bedeau (F.) et de Mare (J.), avril 1930, p. 178.
6	Oscillations sinusoïdales et de la relaxation.— Dr Balth van der Pol, juin 1930, p. 245 et juillet 1930, p. 293.
	MESURES
7	Le fréquencemètre étalon absolu du Laboratoire National de Radioélectricité. — Decaux (B.), octobre 1930, p. 449
7 bis	Les mesures d'intensité de champ et leur application pratique. — Siffer Lemoine, décembre 1930, p. 545.
	RAYONNEMENT — PROPAGATION
8	Cartes de propagation d'ondes courtes. — Bureau (R.), mars 1930, p. 93 et avril 1930, p. 166.
9	Observations relatives à la radioélectricité et à la physique du globe faites à l'occasion de l'éclipse totale de soleil du 9 mai 1929 à Poulo-Condore (Indo-Chine). — Galle (J.-B.), juin 1930, p. 257 et juillet 1930, p. 313.
10	Comparaison entre la qualité des taches solaires, l'activité magnétique terrestre et la puissance des signaux radioélectriques émis sur grandes ondes. — Austin (L.-W.), juin 1930, p. 291.
11	Remarque au sujet des observations d'échos radioélectriques faites à Poulo-Condore en mai 1929. — Gallin, octobre 1930, p. 493.
12	Résistance de rayonnement d'une petite antenne vibrant en demi-onde. — Sonoda (S.), novembre 1930, p. 511.
13	Diagramme des champs électriques mesurés à Meudon pendant le 2e semestre de 1929. — Novembre 1930, p. 542.
	EMISSION
14	Au sujet de la multiplication des fréquences par les triodes. — Mesny (René), janvier 1930, p. 18.
15	Au sujet des diagrammes dynamiques publiés par Kusunose. — Marique (Jean), août 1930, p. 389.

Digitized by Google

N.os de Référence	TITRES DES ARTICLES
	RECEPTION
16	Note sur la stabilité de l'accrochage. — Godfrin (P.), avril 1930, p. 190.
17	Récepteur à sensibilité asservie. — De Bellescize (H.), juin 1930, p. 266.
18	Les parasites qui gênent la réception des signaux de T. S. F. en avion sont-ils dûs uniquement au système d'allumage. — Mahoux (A.), septembre 1930, p. 446.
	EXPLOITATION — APPLICATIONS
19	La nouvelle station d'émission à ondes courtes de Sainte-Assise. — Villem (R.), mars 1930, p. 115.
20	Les procédés radioélectriques pour le guidage des navires et des aéronefs. — David (P.), mai 1930, p. 197.
21	Dispositif de télécommande pour ondes électromagnétiques très courtes. — Besson (P.), août 1930, p. 349.
22	Un nouveau radiocompas. — Busignies (H.), septembre 1930, p. 397.
23	Un nouveau poste de radiodiffusion à grande puissance. — Mirk (D.-B.), septembre 1930, p. 416.
24	La liaison radiotéléphonique Madrid-Buenos-Ayres. — Deloraine (E.-M.), octobre 1930, p. 467.
25	Résultats expérimentaux de télécommunications avec les ondes ultra-courtes. — Beauvais (G.), octobre 1930, p. 484.
25	Sur un procédé de guidage des avions. — Biot (M.), novembre 1930, p. 520.
26 bis	A propros des radiophares tournants conjugués. — Franck (P.), décembre 1930, p. 553.
27	Le 7e salon de la T. S. F., novembre 1930, p. 527.
	MATERIEL
28	Les redresseurs à vapeur de mercure à haute tension continue. Application à l'alimentation des postes émetteurs de T. S. F. — Demontvignier (Marcel), février 1930, p. 45.
	SUJETS NON SPECIAUX A LA T. S. F.
29	Sur le mécanisme de la rectification dans le redresseur à oxydule de cuivre. — Pelabon (H.), mai 1930, p. 228.
30	Nouveaux redresseurs à oxyde de cuivre. — Pelabon (H.), novembre 1930, p. 497.
31	Les derniers progrès réalisés dans la construction des cellules photoélectriques. — Mme Roy-Pochon, août 1930, p. 366

Digitized by Google

TABLE PAR NOMS D'AUTEURS

suivant l'ordre alphabétique

NOMS D'AUTEURS	Nos DE REFÉRENCE
Austin	10.
Beauvais	25.
Bedeau	5.
De Bellescize	17.
Besson	21.
Biot	26.
Bureau	8.
Busignies	22.
David	20.
Decaux	7.
Deloraine	24.
Demontvignier	28.
Franck	26 *bis*.
Galle	9.
Gallin	11.
Godfrin	16.
Jouaust	1.
Le Corbeiller	4.
Mahoux	18.
De Mare	5.
Marique	15.
Mathieu	3.
Mesny	14.
Mirk	13.
Pelabon	29, 30.
Van der Pol	6.
Roy-Fochon	31.
Siffer Lemoine	7 *bis*.
Sonoda	12.
Valensi	4.
Villem	19.

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

La mise sous-écran des dispositifs de mesures en haute fréquence ; FERGUSON (J.-G.), *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, XLVIII, juillet 1929, 517-521.

Cet article est un résumé extrêmement bref qui fait partie d'une série de 6 rapports.

L'auteur estime que, pour les mesures de précision en courant alternatif, le « pont » mis sous écran, est le meilleur dispositif Mais les écrans ne doivent pas être disposés et connectés n'importe comment ; ils permettent de concentrer en un point précis, les admittances d'une partie du système par rapport à toutes les autres ; ils doivent donc être spécialement disposés pour chaque montage, et plusieurs exemples en sont donnés, avec schémas et photographies. Sur certains organes, il faut, en particulier, un double écran.

P. DAVID.

Un sonomètre électromagnétique pour la mesure des fréquences audibles ; J.-H. OWEN HARRIS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, août 1929, 1316-1321.

La mesure rapide des fréquences comprises entre 32 et 5.000 p:s est très importante pour un laboratoire. Les harmoniques d'un diapason ne peuvent guère être utilisées au delà d'une certaine limite, et l'emploi de plusieurs diapasons est dispendieux. L'auteur emploie un sonomètre (monocorde). Dans le fil d'acier circule le courant à mesurer; le fil, passant entre les pôles d'un aimant (ancien moteur de haut-parleur), entre en vibrations; un chevalet mobile règle la longueur de fil utilisée. Pour les fréquences aiguës, le fil est excité par harmoniques. L'acuité de la résonance suffit pour les mesures envisagées. L'étalonnement s'effectue facilement à partir d'un diapason par harmoniques, et l'on note la position des nœuds.

B. DECAUX.

Appareil transportable pour la mesure du champ électrique en très haute fréquence J. HOLLINGWORTH, R. NAISMITH. — *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.* **4**, septembre 1929, 140-151.

On sait que les mesures de rayonnement sur ondes très courtes sont extrêmement difficiles. — L'article décrit un nouveau dispositif simple et pratique, permettant de mesurer 10 à 10.000 microvolts par mètre entre les fréquences 5 et 12 mégacycles (60 à 25 m.)

Le signal est reçu sur antenne apériodique, bizarrement couplée avec un circuit accordé à réaction. Il interfère avec une hétérodyne séparée, il est détecté, et l'on mesure le battement audible après amplification. En déconnectant ensuite l'antenne, l'effet du signal disparaît (le récepteur comporte des bobines toroïdales sous écran), et on reproduit la même déviation de l'appareil de mesure au moyen d'un oscillateur local, d'intensité connue, agissant à travers un affaiblisseur à résistances

Diverses vérifications ont été satisfaisantes et la précision paraît être de l'ordre de 5 0/0 — bien supérieure à celle requise, puisque, comme l'a fait remarquer A.-J. Gill, le signal lui-même « variera probablement en quelques secondes dans le rapport de 1 à 100 ».

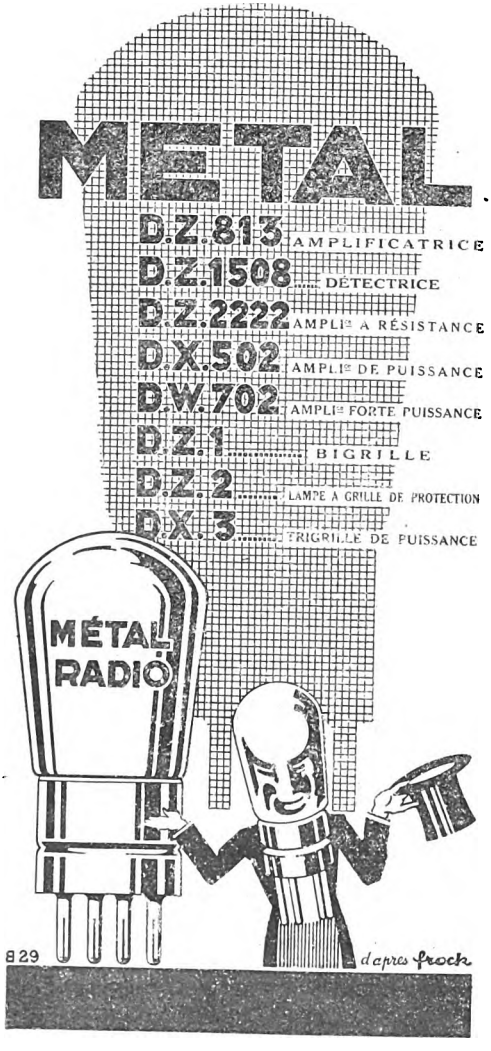
Cependant quelques points demeurant suspects, et la discussion l'a bien montré : emploi de la réaction, couplage de l'antenne, construction de l'affaiblisseur...

P. DAVID.

Digitized by Google

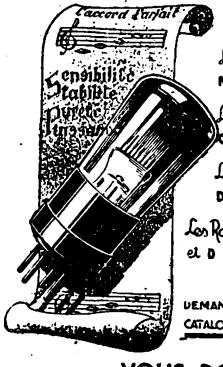
Administration de l'Etat recherche pour laboratoire d'essais et de recherches **jeune Ingénieur électricien** et **radioélectricien** apte aux travaux manuels et pouvant exécuter montages. Débuts 1.200. Ecrire en indiquant âge et références, à l'*Onde Électrique* qui transmettra.

INGÉNIEUR RADIO *ayant excellentes références, ancien chef de laboratoire dans une maison importante, cherche place laboratoire ou chef de fabrication. Ecrire à l'*Onde Électrique *pour M. W. T.*



UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M 40 et M X 40 sont SENSIBLES

Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type 59 et D 5 et les trigrillard 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES RADIOFOTOS

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

Digitized by Google

RAYONNEMENT

L'action d'une antenne réfléchissante. L.-S Palmer, L.-L.-K. Honeyball. — *Proc. Wir. Sect. Inst. El. Eng.*, **4**, septembre 1929, 155-158.

Depuis que les réflecteurs pour ondes courtes sont à la mode, un bon nombre de travaux ont été consacrés à déterminer ce qui s'y passe. Les auteurs constatent pourtant que certaines contradictions subsistent. Ils se proposent d'élucider complètement le cas de deux antennes réceptrices voisines à moins d'une longueur d'onde.

Leur action mutuelle doit être calculée sans négliger aucun terme et par suite la relation de phase des courants est complexe. il n'y a pas toujours inversion, comme on a pu le dire, et la meilleure distance des antennes n'est pas exactement $\lambda/4$.

Si les deux antennes sont alignées dans le plan de l'émetteur, le meilleur effet réflecteur est obtenu en les écartant de 0,33 λ (ou encore de 0.85 λ) : cet effet ne correspond pas, d'ailleurs, à la suppression totale du champ en arrière.

Si les deux antennes sont disposées perpendiculairement à la direction de l'émetteur, le courant y est maximum lorsque leur écartement est de 0,71 λ.

Enfin, si les antennes sont disposées obliquement, une formule simple permet de calculer l'écartement à leur donner.

Tout ceci suppose les deux antennes parfaitement accordées.

Ces résultats théoriques ont été vérifiés par des expériences soignées.

(Voir Wilmotte et Pétrie, *Onde El. anal.*, janvier 1929, p. 2-A).

P. David.

Antennes d'émission pour Radio diffusion; A. Meissner. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juillet 1929, 1178-1184.

Pour augmenter l'intensité du rayonnement dans le sens horizontal, et par suite diminuer les évanouissements, il est avantageux d'employer des antennes d'émission très hautes et vibrant en demi-ondes.

Ce système a donné de bons résultats pour la radio-diffusion en Allemagne.

P. David.

PROPAGATION

Enregistrement automatique de l'intensité des signaux; Austin, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juillet 1929, 1192-1205.

Résultats de quelques enregistrements continus effectués sur ondes longues, avec le dispositif automatique décrit par Judson (*Onde El.*, février 1929, anal. p. 11-A).

Les courbes sont très variables d'une nuit à l'autre, surtout à des distances inférieures à 1 000 Km, ; on n'y voit guère de loi ni de périodicité : mais l'influence des orages magnétiques semble visible.

En enregistrant, soit simultanément sur deux appareils distincts, soit différentiellement sur un seul appareil, la réception sur cadre et sur antenne, on peut calculer l'inclinaison du champ électrique ; s'il l'on admet ensuite que la composante horizontale provient d'une réflexion sur couche plane, on peut en déduire la hauteur de cette couche ; les chiffres calculés d'après la moyenne mensuelle, vont de 100 à 600 Km ; en se basant sur les écarts instantanés, on trouverait jusqu'à 2 000 Km ; l'hypothèse d'une couche réfléchissante régulière et plane semble donc insoutenable, et l'on doit envisager plutôt une surface irrégulière formée de masses changeantes de gaz ionisé.

P. David.

Discussion sur « l'affaiblissement des ondes le long du sol ». *Journ. Inst. El. Eng.* **67**, juillet 1929, 931-932.

Observation de C.-R. Englund et réponse de R. H. Barfield : jusqu'à quel point peut on pousser l'analogie entre les phénomènes optiques et radio-électriques ? Pour représenter la propagation des ondes le long du sol, il faut, en optique, admettre un angle d'incidence

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

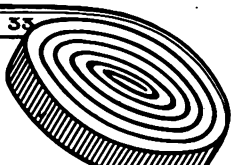
EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"



SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

· DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME · CAPITAL 3.000.000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

complexe et cela n'a pas de signification physique.

P. DAVID.

Etudes sur les ondes courtes. T.-L. ECKERSLEY, *Proc. Wir Sect. Inst. El. Eng.* **4**, septembre 1929, 99-140.

Il est impossible de résumer le contenu de ce copieux article, qui aborde presque toutes les questions posées par la propagation des ondes courtes. Voici seulement la liste des points envisagés :

« Diffusion » des ondes dans tous les sens (« scattering ») par la couche conductrice de la haute atmosphère, son étude à l'aide d'un dispositif goniométrique à deux antennes verticales. Résultats; en particulier, que les postes émetteurs à ondes dirigées sont relevés à quelques milliers de km. de leur position, et dans la direction où ils transmettent, comme si le faisceau diffusé revenait en proportion notable.

Echos, à intervalles courts ou longs.

Dispersion

Evanouissements.

Orages magnétiques.

Zones de réception nulle (« Skip » distance).

L'auteur suppose que la couche conductrice de la haute atmosphère doit être formée d'une juxtaposition de « nuages ionisés » distincts; il s'efforce de montrer la vraisemblance de cette hypothèse.

P. DAVID.

Echos retardés; P.-O. PEDERSEN, *Proc. Inst. Radio Eng.*, **17**, oct. 1929, 1750-1786.

M. Pedersen ayant étudié d'une manière très complète les diverses théories de la propagation des ondes électromagnétiques dans un livre antérieur (*Propagation of Radio Waves*) a pu, en s'appuyant sur les formules de cet ouvrage, discuter en un important article les théories proposées par les échos retardés.

Dans le premier chapitre, M. Pedersen envisage la propagation dans l'atmosphère ionisée ; les formules indiquent en effet que la vitesse du signal peut, dans ces conditions, tomber à une valeur très petite et les théories des échos retardés de van der Pol, Appleton, von Ardenne, reposent sur ce fait. M. Pédersen examine les causes de dissipation d'énergie possibles et conclut que l'onde, dans les conditions où l'on doit se placer pour lui donner une faible vitesse, serait extraordinairement vite amortie, ce qui est contraire à l'observation, les échos retardés étant relativement forts.

Dans le second chapitre, M Pedersen envisage la propagation des ondes le long de la surface de séparation entre une atmosphère ionisée et une atmosphère non-ionisée Il trouve que dans les conditions de l'atmosphère terrestre, l'amortissement serait ici encore beaucoup trop grand pour pouvoir être ajusté avec l'expérience.

Dans le troisième chapitre, M. Pedersen envisage la propagation d'une onde dans l'espace compris entre la terre conductrice et une couche supérieure ayant avec l'atmosphère une surface de séparation nette. Il arrive, ici encore, à la même conclusion : amortissement beaucoup trop élevé.

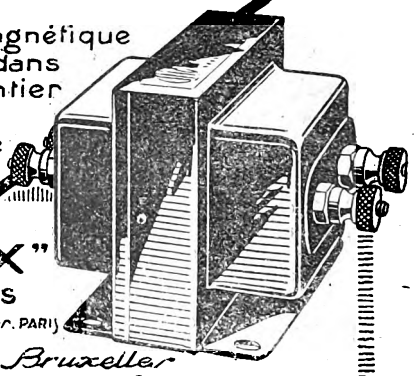
Ayant épuisé, dit-il, toutes les possibilités d'explication des échos retardés sans faire sortir l'onde du voisinage de la terre, M. Pedersen envisage dans le 4e chapitre la propagation des ondes nettement en dehors de l'atmosphère terrestre. On sait que telle est l'explication que préconise M. Störmer, faisant intervenir les jets ionisés émis par le soleil au moyen desquels il a si brillamment expliqué le phénomène des aurores boréales.

M. Pedersen voit deux possibilités de production des échos retardés ; soit que les ondes se propagent, de la manière étudiée au 2e chapitre, le long et à l'intérieur d'une surface ionisée, formant une sorte de tore autour de l'axe magnétique terrestre, soit qu'elles se réfléchissent sur les jets ionisés émis par le soleil, quasiment au voisinage de celui-ci. Ces deux explications, qui s'appliquent à des échos de retards différents, ont donc finalement la préférence de l'auteur.

Il nous paraît, pour notre part, que la partie critique de l'ouvrage de M. Pedersen est excellente, mais nous avons quelque hésitation, mal fondée, peut-être, à admettre des trajectoires de l'amplitude de celles que nous montrent les figures 10, 11 et surtout 12, et plus encore, à comprendre comment l'énergie contenue dans le signal au départ peut, après un trajet pareil, revenir sur la terre avec le quart envi-

Digitized by Google

LES
TRANSFORMATEURS
CROIX
en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



CONSTRUCTIONS
ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Téleg. Rodisolor. PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44

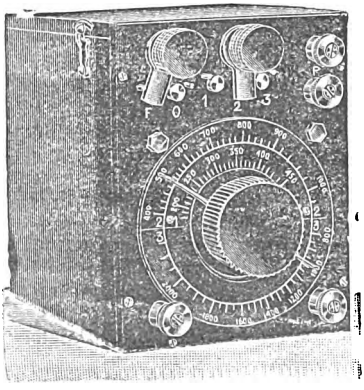
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV)

Fournisseurs des Gouvernements Français et Etrangers



De 10 à 550 mètres.

ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES
ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro
système ARMAGNAT
Selfs Inductances Interchangeables
Combinateur et Sels Intérieures
Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception
Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

Digitized by Google

ron de sa valeur, ce que nous donne l'expérience. Nous sommes plutôt tentés de croire que l'explication doit se trouver du côté des théories impliquant une vitesse réduite, mais sans doute faudrait il chercher dans un autre domaine que celui de la propagation des ondes électromagnétiques.

P. L.C.

ÉMISSION

L'écart entre la fréquence d'un générateur à lampes et sa valeur théorique " LC "; S.-W.-C. Pack. *Exp. Wir.*, **6**, sept., oct. 1929, p. 472-480 et 554-564.

On a souvent étudié la variation de fréquence des générateurs à lampes, en fonction du chauffage, de la tension-plaque, etc ., mais sans rapporter la fréquence observée à sa valeur « théorique » $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

L'auteur a fait l'expérience avec soin en basse fréquence (140 P s); les battements étaient comptés pendant une minute avec un diapason étalon.

L'écart trouvé est généralement du même ordre que l'incertitude sur les valeurs de L C, soit 1/1 000, cependant lorsque la grille débite ou que le circuit oscillant est amorti, il peut être notablement plus grand.

L'auteur indique lui-même les points faibles de sa méthode et suggère des améliorations possibles.

P. David.

Ondes ultra-courtes entretenues; K. Kohl, *E.N.T.*, sept. 1929, 354-358.

Il s'agit des ondes plus courtes que le mètre. Dans la première partie de l'article, l'auteur expose sa manière de concevoir la génération de ces oscillations. Il a trouvé qu'en gardant une tension positive sur la plaque, on pouvait descendre jusqu'à 50 cm ; ce n'est qu'avec une tension positive sur la grille qu'il a pu descendre jusqu'à 30 cm. Dans ces conditions la capacité grille-plaque est prépondérante. On observe que l'augmentation de la tension de grille, du courant de plaque, et la diminution de la tension de plaque, correspondent à une diminution de la longueur d'onde. L'auteur remarque que d'après la théorie classique d'Eccles) la constante diélectrique d'un gaz ionisé diminue avec la densité des électrons et avec la longueur d'onde, de sorte que les phénomènes observés proviendraient de variations de la capacité grille plaque. Il conclut qu'il n'est pas nécessaire d'invoquer des oscillations des électrons autour de la grille positive, mais qu'il s'agit, comme à l'ordinaire, de l'excitation d'un circuit oscillant, les circonstances particulières provenant du caractère particulier du diélectrique remplissant la capacité grille plaque. Il convient d'observer que l'auteur n'envisage pas expressément dans cette première partie les ondes de 10 à 15cm pour lesquelles la longueur d'onde n'est pas facile à faire varier d'une manière continue ; et que ses considérations sur l'origine de la résistance négative (qu'il faut bien supposer dans le circuit oscillant entretenu) sont peu convaincantes. Dans la seconde partie, l'auteur présente les expériences optiques qu'il a faites avec des ondes de 1/4 cm ; de ces expériences bien connues il y a surtout à retenir un ingénieux modèle électromagnétique de molécule rotatoire composé d'une tige conductrice deux fois coudée suivant les directions des arêtes d'un trièdre trirectangle.

P. L. C.

RÉCEPTION

Sélectivité et qualité; W.-T. Cocking, *Wir. World*, 30 octobre 1929, p. 478-482.

L'auteur souligne la perpétuelle contradiction entre la sélectivité et la fidélité des récepteurs ordinaires (à circuits successifs accordés). Si la courbe de résonance est aiguë, les fréquences aiguës de la modulation sont étouffées ; un seul étage à grille-écran peut supprimer 89 % de l'amplitude sur la note 5 000.

On peut y remédier par l'emploi de « filtres » ; l'auteur emploie ce mot exclusivement pour la combinaison de deux circuits couplés, donnant une courbe de résonance à deux pointes. Le bénéfice est appréciable pour éliminer un brouilleur *relativement écarté* (Joke).

P. David.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. Anjou 10-99 Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIIIe

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C. Seine 206.183

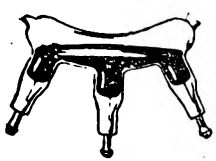
SOCIETÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

SRPI

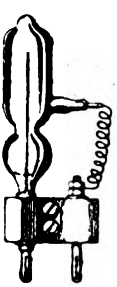
S7, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS



DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS



Téléphone { Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

Le problème sélectivité-qualité; B. HOYLE, *Wir. Wold*, **25**, 27 novembre 1929, 588-589.

Pour faciliter l'élimination d'un brouilleur déjà affaibli, l'auteur préconise de réaliser un « seuil » de détection en polarisant négativement la grille.

P. DAVID.

Détection par la caractéristique de grille; M BOELLA, *Electrotecnica*, **16**, 5 août 1929, n° 22.

Il n'est pas facile de calculer la détection par la grille, à partir des caractéristiques statiques de grille Mais on peut relever expérimentalement des caractéristiques dynamiques, en appliquant sur la grille des tensions alternatives connues ; la pente de ces caractéristiques dynamiques mesure l'efficacité de la détection.

L'auteur signale s'être inspiré d'un article paru dans l'*Onde Electrique*, août 1928.

P. DAVID.

Détection des signaux puissants 1re partie : détection par la plaque; R. BALLANTINE, *Proc Inst. Rad. Eng.*, **17**, juillet 1929, 1153-1177.

Ce travail est le premier d'une série qui semble devoir être importante.

On a beaucoup étudié la détection des signaux faibles, parce que son calcul est facile Mais les signaux forts n'ont pas moins d'intérêt; ils permettent en général un meilleur rendement et une distorsion moindre. Leur étude peut se faire à partir des « diagrammes de rectification » relevés expérimentalement, elle est confirmée par les résultats directs. Pour un tube 201. A sous 90 volts, la détection par la plaque est la meilleure lorsque la tension efficace alternative sur la grille est *de l'ordre de 4 à 5 volts*. La grandeur de cette tension alternative influe d'ailleurs sur la résistance interne moyenne du tube, et par suite sur la fidélité du transformateur qui le suit ; pour diminuer cet effet, il faut augmenter la tension-plaque.

(Nous approuverons ces considérations, d'autant plus volontiers, que nous croyons en avoir déjà publié l'essentiel ; Voir notamment *Onde Electrique*, août 1928, p. 313 359 ; à cette différence près que nous appelions, comme Smith, « caractéristiques dynamiques », ce que l'auteur appelle « diagrammes de rectification »).

P. DAVID.

Nouveaux amplificateurs à résistances; M. V. ARDENNE, *Funk-B.*, **37**, septembre 1929, 597-600.

L'auteur, grand champion des amplificateurs à résistances, décrit les progrès faits dans la construction des lampes multiples utilisant ce montage. Il a pu obtenir des amplifications de 870 sous la tension-plaque 1 300 volts. — Divers modèles sont appropriés aux usages courants en haute et basse fréquence.

P. LEROY.

Quelle puissance peut donner un amplificateur? M. V. ARDENNE, *Funk-B.*, **40**, 4 octobre 1929, 645-648.

Variations sur un thème connu. La tension de grille ne doit jamais devenir positive et le point moyen de fonctionnement doit être au milieu de la portion rectiligne de caractéristique-plaque.

Les calculs de l'auteur le conduisent à la règle suivante : la puissance fournie sans distorsion est au maximum le 1/7 ou le 1/12 de la puissance fournie, au repos, par la batterie.

P. LEROY.

Récepteur à trois lampes sur secteur; F. KRETZCHMAR, *Funk-B.*, **41, 42**, 11 et 18 octobre 1929, 651-654 et 669-670.

Description d'un récepteur très simple (montage à résistance), alimenté entièrement par le secteur et qui a obtenu un premier prix au concours de la Reichs-Rundfunk-Gesellschaft.

P. LEROY.

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Les communications navales. Radio-Washington; S.-C. HOOPER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, septembre 1929, 1595-1620.

L'Office des Communications du Département de la Marine Américaine

Digitized by Google

ROBERT BUREAU

NOUVELLES RECHERCHES

sur

LA PROPAGATION DES ONDES COURTES dans l'atmosphère

Extrait de LA MÉTÉOROLOGIE

N° 52-54 (Juillet-Septembre 1929)

PRIX : 6 fr.

Étienne CHIRON, éditeur

40, Rue de Seine, PARIS (VI^e^)

Digitized by Google

comprend : l'Office des Communications, le Central Radio électrique, l'Office Télégraphique L'Office écoule environ 1.200 messages par jour, dont 75 o/o pour la Marine elle-même et le reste pour d'autres Départements.

Le cœur de l'organisation est le Central Radio électrique Il commande directement les quatre centres d'émission : Annapolis, Arlington, Bellevue, Washington, et centralise les réceptions Manipulation automatique et réception à grande vitesse sont prévues pour certaines liaisons. Un tableau très complet permet de contrôler n'importe quel transmetteur ou récepteur; il comporte environ 400 jacks. On peut coupler en parallèle plusieurs émetteurs pour des transmissions simultanées Deux types de récepteurs couvrent la bande de 10 à 1 000 kcs (10 à 100 et 75 à 1.000 ; ils comportent chacun quatre éléments blindés : circuits d'antenne, amplificateur de haute fréquence à quatre étages non accordés, détecteur à réaction, amplificateur de basse fréquence à deux étages Le récepteurpour la gamme 1.000 20.000kcs à bobines interchangeables, comprend un étage d'amplification neutralisé, un détecteur à réaction et deux étages à basse fréquence. Récemment une installation téléphotographiquea été montée pour des expériences.

Des installations réceptrices sont situées à Bellevue à cause des parasites de Washington, et envoient les courants audibles au Central. Les récepteurs emploient une amplification de haute fréquence avec deslampesà grille-écran montées en opposition, de même que les détecteurs A Bellevue se trouvent également deux émetteurs à quartz.

La grande station d'Annapolis possède 6 tours de 200 m Les isolateurs spéciaux ont été prévus pour 190.000 v. à 50.000 p/s L'antenne du poste à lampesde 20 kw estsupportée par deux des tours. Deux prises de terre servent, l'une à cet émetteur l'autre aux arcs de 500 kw ; elles sont d'ailleurs connectées. Les antennes peuvent être chauffées par un courant spécial pour fondre le givre Les arcs sont alimentés sous 1450v.; les inductances du circuit oscillant, constituées par du câble à 10 636 brins, ont un diamètre de 4 m. ; la manipulation se fait au moyen d'un système complexe de relais par tout ou rien, sans étincelles. L'émetteur à lampes est manipulé par le circuit de grille par l'intermédiaire d'une lampe de 250w.

Arlington utilise 3 tours de 200 m. et 2 de 150 m. ; deux plus petites ont été récemment ajoutées, 8 antennes y sont accrochées. Les émetteurs d'ondes moyennes ont les puissances suivantes : 20 kw, 10 kw, 1,5 kw, 1 kw; unestation de radiodiffusion de 1 kw et 4 émetteurs à ondes courtes à quartz complètent cet ensemble.

B. Decaux

La liaison radiotéléphonique Paris-Buenos Ayres, par ondes courtes projetées; M. R. Villem, *Bull. Soc. Fse Electr. IX.* **98**, octobre 1929, 1107-1145.

Description assez complète des dispositifs qui viennent de permettre l'ouverture d'un service commercial public entre l'Europe et l'Amérique du Sud. L'auteur discute d'abord les difficultés inhérentes aux ondes courtes et aux phénomènes d'évanouissements « fading » et donne le principe général du montage. Il décrit ensuite l'installation d'émission de Sainte-Assise (émetteur stabilisé par quartz, 10 kilowatts, 14 ou 32 m. ; puis la réception à Villecresnes (amplification à haute fréquence par *huit* étages à résonance, dont trois à grille-écran et cinq à triodes ordinaires neutrodynés; changement de fréquence à double lampe bigrille; amplificateur moyenne fréquence avec régulateur anti-fading maintenant un courant porteur détecté constant).

Il rappelle le principe des aériens dirigés C M à rideaux en « dents de scie » ; enfin, il indique comment se fait le raccord au réseau pour la téléphonie duplex; (la transmission est bloquée tant qu'on ne parle pas et se débloque automatiquement à la première syllabe prononcée).

Les résultats pratiques sont satisfaisants et le nombre des conversations taxées a doublé de février à mai 1929.

P. David.

Transmission simultanée de deux communications téléphoniques secrètes; M. Fayard, *Bull. Soc. Fse. Electr.* IX. **98**, octobre 1929, 1146-1157.

Le système peut s'employer sur fil ou sans fil et permet de transmettre simul-

Digitized by Google

Vous qui possédez un bon poste et captez la plupart des émissions

LISEZ...

radio magazine

TÉLÉPHONE
ARCHIVES 66-64
C/CH. POSTAUX
PARIS 623-36
R. C. SEINE 211-438

DIRECTION
RÉDACTION
PUBLICITÉ
61-63, rue
beaubourg
paris (3e)

qui publie Chaque Semaine, le Vendredi

TOUS LES RADIOPROGRAMMES

illustrés par des dessins et photographies d'actualité

Chroniques radiophoniques et musicales,
Articles littéraires, artistiques et de vulgarisation,
Théâtre radiophonique, Radiophonie rurale,
Informations, Ondes courtes, Conseils pratiques,
Les Stations que vous entendez, à travers les disques,
Éléments de Radioélectricité, Chez les Constructeurs,
Plans de Montages de Postes récepteurs et émetteurs,
Bibliographie, Jeux du Sans-Filiste, Courrier, etc...
Tableaux des Stations par ordre alphabétique, longueurs d'onde, heures.

40 à 64 PAGES pour 1 fr. 25

ABONNEMENTS :

	Un an	Six mois
France, Colonies, Luxembourg.	45 fr.	25 fr.
Belgique.	60 fr.	35 fr.
Etranger.	80 fr.	45 fr.

PRIMES AUX ABONNÉS

CARTE RADIOPHONIQUE

murale (560 m/m × 760 m/m) en 3 couleurs avec tableau de 250 stations de radiodiffusion europ.

Spécimen gratuit, en se recommandant de M. Etienne CHIRON, Éditeur, sur demande à RADIO-MAGAZINE, 61, rue Beaubourg, Paris, IIIe

Digitized by Google

tanément deux communications incompréhensibles dans une bande de 300 à 1900 p: s.

L'une des communications, supposée occupant initialement la bande 300-2300 est déplacée par changement de fréquence et vient occuper la bande 2900 à 4900; l'autre demeure dans la même bande, mais elle est « inversée », c'est à-dire que les fréquences graves deviennent aiguës et inversement.

Ces deux opérations ont pour effet de rendre individuellement chaque conversation incompréhensible. Ensuite on les superpose pour la transmission. A l'arrivée, un système de filtrage permet de replacer chacune dans la position normale; la perte d'intelligibilité de dépasse pas 20 %.

L'article décrit sommairement les modulateurs et les filtres (système Fayard, voir *Onde Electrique*, analyses, octobre 1929, p. 58).

P. DAVID.

La commande à distance des récepteurs; II. JACOBSHAGEN, *Funk-B.*, **41**, **42**, 11 et 18 octobre 1929, 661-663, 673-677.

Etude générale sur les combinaisons de circuits, relais, etc... qui permettent, à distance, la mise en marche ou l'extinction d'un poste récepteur, le réglage de la puissance, le choix de l'émission, etc.

P. LEROY.

Brouillages radio - électriques provenant des isolateurs de lignes à haute tension; VAN ATTA (E.), WHITE (E.-L.), *Journ. Am. Inst. El. Eng.* XVIII, août 1929, 682-686.

Il peut se produire, le long des isolateurs soumis à des tensions élevées, des décharges lentes et irrégulières, surtout au voisinage du contact des pièces métalliques. Le brouillage produit dans les récepteurs radio-électriques sensibles peut être important, non seulement le long de la ligne, mais le long des dérivations qui en partent.

Les auteurs donnent, pour les différents types d'isolateurs, le détail des soins de construction à prendre pour diminuer cet inconvénient.

P. DAVID.

Les ondes très courtes et la médecine; Dr E. SCHLIEPHAKE, *Funk-B.*, **46**, 15 novembre 1929, 737-739.

L'emploi des courants à haute fréquence est connu depuis longtemps en médecine : notamment pour la diathermie et la d'arsonvalisation. Mais l'emploi des ondes très courtes renouvelle l'aspect de la question, et l'auteur a fait à ce sujet de curieuses expériences

Dans un champ électrique intense, l'échauffement des tissus est très variable. Le sang s'échauffe beaucoup; de même les os ; il est possible de détériorer les os d'un lapin soumis au rayonnement, sans brûler les tissus environnants. Les organes réagissent diversement, et tous ces effets dépendent de la longueur d'onde.

L'échauffement peut aller jusqu'à la mort des animaux de petite taille avec des températures de 43° C.

Au contraire, des effets bienfaisants peuvent être observés, les tissus malades étant plus vite échauffés que les tissus sains Des furoncles ont été guéris.

Enfin, des cultures de bacilles ont vu leur croissance très ralentie après exposition dans le champ électrique.

L'auteur continue ses expériences. Il montre que d'ores et déjà les résultats obtenus sont très supérieurs à la diathermie ordinaire.

P. LEROY.

MATÉRIEL

Sur l'effet microphonique des lampes; M. V. ARDENNE, *Funk-B.*, **44**, 1er novembre 1929, 702-704.

L'effet « microphonique » des lampes, qui donne lieu à une « réaction acoustique » du haut parleur sur l'amplificateur, est dû à la vibration mécanique du filament.

On peut l'atténuer par la suspension élastique de la lampe, par une gaine protectrice en mousse de caoutchouc. Il est préférable d'y prendre garde en construisant la lampe ; le filament doit être maintenu en fragments-courts bien tendus, et aussi amortis que possible.

P. LEROY.

Digitized by Google

CONSTRUCTEURS SPÉCIALISTES DE

Condensateurs

Société des Etablissements VARRET & COLLOT (S.E.V.C.)

CONDENSATEURS pour { **RÉCEPTION** / **EMISSION** } **Toutes capacités Toutes tensions**

et Toutes autres Applications

REDRESSEMENT DU FACTEUR DE PUISSANCE

Bureaux et Ateliers : 7, rue d'Hautpoul, PARIS-XIX^{e} :: Téléphone : Nord 69-73

Guide du Candidat

OPÉRATEUR RADIOTÉLÉGRAPHISTE

DES STATIONS MOBILES
NAVIRES — AVIONS — TRANSPORTS
POSTES RADIOTÉLÉPHONIQUES

PAR

Auguste PLANE et Maurice GOUDONNET

Nouveau programme des Examens.

Prix : 5 francs.

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

A PARAITRE PROCHAINEMENT

LA TÉLÉVISION

Par E. AISBERG

Digitized by Google

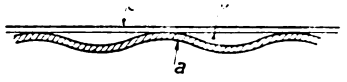
Le haut-parleur électrostatique Kyle ; V. F. Greaves, F. W. Kranz, W. D. Grozier, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juillet 1929, p. 1151-1152.

Pour vaincre les difficultés habituelles du « condensateur parlant », on a employé le dispositif de la fig. 1.

A l'arrière se trouve la plaque rigide *a*, ondulée et perforée (1re armature.

Devant, la mince couche flexible et conductrice *c*, formant l'autre armature.

Entre les deux, une feuille d'isolant flexible et élastique *b*.



L'attraction électrostatique se manifeste surtout aux points de contact ; sous son action, les courbes *b* et *c* viennent se mouler sur la couche *a*, et l'amplitude de ce mouvement peut être assez grande, grâce aux ondulations.

L'appareil étant bordé par un écran convenable, la fidélité est excellente entre 100 et 1000 périodes par seconde ; la sensibilité augmente ensuite jusque vers 5 000 et reste appréciable à 10 000 ; mais en associant avec un tube de résistance interne convenable, on régularise facilement dans toute la gamme utile.

La tension permanente de polarisation est de 500 à 600 volts, et, le débit étant nul, on l'obtient aisément sans aucun filtrage.

L'appareil est construit par éléments de 20 × 30 cm ; qu'on peut juxtaposer à volonté pour obtenir de grandes puissances.

P. David.

Redresseurs à anode colloïdale : André, *Bull. Soc. Fse Electr.* IX, **97**, septembre 1929, p. 961-973.

Le principe de ces redresseurs, indiqué dans l'*Onde Electrique* janvier 1926, p. 28), est connu : c'est le contact d'un métal avec une « solution colloïdale » d'un métal imprégné d'acide sulfurique concentré.

Mais la fabrication des tubes redresseurs, le choix des électrodes, pour assurer une vie longue et un fonctionnement durable, ont nécessité de nombreux tâtonnements. L'auteur conte les divers perfectionnements successifs et indique la forme à laquelle il est arrivé, forme qui donne actuellement satisfaction après des essais prolongés.

L'appareil doit être employé avec un transformateur sans fuite pour limiter la tension inverse de pointe. Il peut servir à la recharge des accumulateurs de chauffage de T. S. F., et même, vu son débit de ¼ amp., à celle des batteries d'automobiles.

P. David.

DIVERS

Caractéristiques de phonographes mécaniques et électriques ; Erwin Meyer et Paul Just, *E.N.T.*, juillet 1929, 264.

Il existe des disques de phonographe dont une face donne d'une manière continue toutes les fréquences de 100 à 6.000 p. p. s. (à la manière d'une sirène) et l'autre face la même émission modulée de ± 50 p. p. s. à la fréquence de 10 p. p. s. Les auteurs montrent comment on peut relever la caractéristique d'un appareil donné au moyen de ces disques. Il faut d'abord étalonner les amplitudes du sillon de la première face du disque d'essai ; à cet effet on le fait défiler sous un lecteur (pick-up) et on fait varier la vitesse de l'appareil de manière que le son produit ait une hauteur constante ; la tension aux bornes du lecteur est alors proportionnelle à l'amplitude en chaque endroit. La plaque étant ainsi étalonnée, il suffit de faire jouer cette plaque à vitesse constante par l'appareil électrique à essayer, de relever la tension aux bornes du lecteur en fonction de la fréquence et de ramener ces valeurs au moyen de la courbe d'étalonnage à ce qu'elles seraient pour une amplitude ou mieux une vitesse (alternative) étalon moyenne. Pour essayer un phonographe mécanique on mesure les pressions (alternatives) à la sortie du pavillon au moyen d'un condensateur microphonique étalonné électrostatiquement. Il est préférable de se servir à cet effet de la seconde face du disque, qui permet d'éliminer des résonances sans importance pour la pratique, où l'on n'a pas à reproduire des fréquences pures. (Travail fait au Service d'Etudes de l'Administration allemande).

P. L. C.

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Ce t ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de ::: :: T. S F :: :::

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Cl RENE MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portugais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T.S.F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

VIENT de PARAITRE : 2e Edition. — Revue et corrigée

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Emission en télégraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne

Un volume de 150 pages de grand format (18 x 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 Francs.** — Franco : **16,50.**

Étienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS-6e.

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Fondements d'une théorie générale des quadripôles; F. STRECKER et R. FELDTKELLER, *E.N.T.*, mars 1929.

Le quadripôle général est défini par la donnée de quatre constantes complexes. Les constantes du quadripôle constitué par deux quadripôles en série se calculent facilement et leurs expressions rappellent celles des termes du produit de deux déterminants ; mais il est clair qu'ici le produit doit dépendre de l'ordre des facteurs, car électriquement l'ordre des deux quadripôles n'est pas indifférent. Ceci conduit à attacher à un quadripôle, non le déterminant, mais le *tableau*, ou *matrice*, formé par ses quatre coefficients. Les auteurs présentent d'une façon claire les règles de calcul des matrices limitées au cas de matrices à quatre termes, et à l'aide de ce symbolisme donnent un exposé rapide et cohérent des points principaux de l'étude des quadripôles. Cet article important ne saurait être résumé.

P. L. C.

Les théorèmes de réciprocité en radiotélégraphie; CARSON (J.-R.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 952-956.

Un théorème de réciprocité, énoncé par Pfrang, a déjà été publié par Sommerfeld (Voir *Onde Electrique*, 1926, analyses p. 26). L'auteur trouve que l'énoncé donné est trop général et peut prêter à erreur ; d'après sa démonstration, en effet, les systèmes d'antennes considérés doivent être assimilables à des systèmes *linéaires*, indéfiniment éloignés de tout conducteur (y compris la terre)

L'auteur estime plus utile un autre théorème analogue énoncé par lord Rayleigh dans « Theory of sound », et qu'il est facile de généraliser ; ce théorème concerne les *courants* et non les énergies. Voici l'une de ses formes :

« Si une f. e. m. appliquée dans le circuit d'émission d'une antenne A_1, produit un certain courant dans le circuit de réception d'une autre antenne A_2, inversement, la même f. e. m. appliquée dans le circuit de réception de la *seconde* antenne A_2 produira *le même courant* (en amplitude et en phase) dans le circuit d'émission de la première antenne A_1 »

P. DAVID.

La réciprocité dans les systèmes électriques, mécaniques, acoustiques et mixtes; S. BALLANTINE, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 99-950.

Il y a beaucoup de choses dans cet article.

L'auteur appuie d'abord les vues de Carson (voir analyse ci-dessus) sur l'incorrection du théorème de Sommerfeld, qu'il prouve par un exemple, et la supériorité du théorème de Rayleigh, dont il généralise la démonstration.

Il envisage ensuite les systèmes mixte électromécaniques, donne des formules générales et établit un ensemble d'unités mécaniques comparables aux unités électriques.

Ce n'est pas tout : on peut passer aux systèmes acoustiques, et même comprenant les trois éléments électrique, mécanique, acoustique. Des méthodes peuvent en être déduites pour l'étude des appareils électrosonores réversibles ou non.

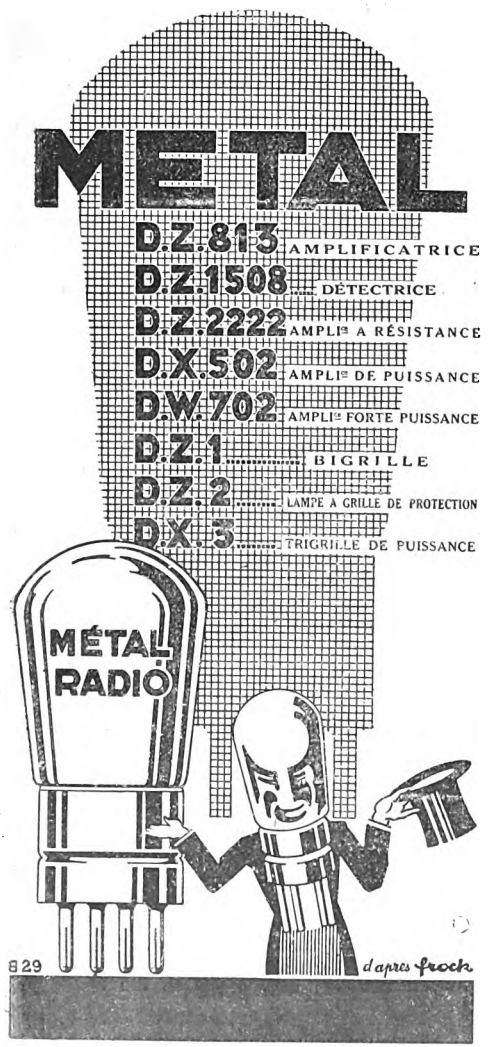
P. DAVID.

MESURES

Mesure de la profondeur de modulation d'un émetteur radiotéléphonique par un appareil à lecture directe; M. BÜGE, *Zeitsft f. Hochfr. Technik*, nov. 1929, 175-177.

Soit i_0 la valeur maximum de l'onde porteuse (courant ou tension) i_1 la valeur maximum de l'onde porteuse mo-

Digitized by Google



DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne **CHIRON**, *Editeur*,
40, rue de Seine, **PARIS**

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...

Les oscillatrices M 40 et M X 40 sont SENSIBLES

Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type D 9 et D 5 et les trigrillard 109 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

Digitized by Google

dulée symétriquement, la quantité à mesurer est $(i_1 - i_0)/i_0$. L'auteur indique un premier montage utilisant un système de deux bobines en croix dans un champ magnétique, tel qu'il est employé dans certains ohmmètres ou phasemètres ; le système tourne d'un angle proportionnel au quotient des courants qui parcourent les bobines. Ce premier dispositif a été abandonné parce que les bobines employées dans les ohmmètres ou phasemètres industriels présentent un décrément trop considérable. Un deuxième dispositif reposant sur le même schéma de principe que le précédent utilise un ampèremètre ordinaire pour hautes fréquences ; on fait un réglage préliminaire avec l'émetteur non modulé de manière que l'aiguille se place sur la division 100; au cours de la mesure proprement dite avec l'émetteur modulé l'ampèremètre indique la profondeur de modulation en %.

P.L.C.

PROPAGATION

Une méthode d'interférence des échos pour l'étude de la propagation, L. R. Hafstad et M. A. Tuve, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, octobre 1929, 1786-1792.

Pour étudier les variations de phase des échos, les auteurs reçoivent tout près de l'émetteur (100 m.) les tops, produits par le poste décrit dans l'article précédent. Le récepteur est réglé de telle manière qu'il ne soit pas lontemps paralysé par l'onde de sol et qu'il puisse enregistrer convenablement les échos; un couplage avec l'oscillateur à quartz de l'émetteur permet de combiner le courant des échos avec celui du quartz. Les changements de phase se manifestent par des additions ou soustractions du courant dû au quartz. Les variations des phase du quartz lui-même sont trop faibles pour troubler le phénomène; d'autres erreurs peuvent s'introduire: variations d'intensité, de polarisation, distorsions de l'aérien et du détecteur. Approximativement on peut admettre que les résultats correspondent aux modifications du trajet. Le temps pendant lequel la phase du premier écho change de 360° varie de 1 à 60 secondes et peut être plus long dans le jour; il varie entre ces limites en un temps inférieur à 15 minutes. Lorsqu'il existe des échos multiples, les changements de phase du second et troisième sont plus rapides que ceux du premier mais sans loi apparente.

B. Decaux.

Etudes sur les échos, A. Hoyt Taylor et L.-C. Young, *Proc. Inst. Rad Eng.*, 17 septembre 1929, 1491-1507.

Les auteurs ont poursuivi les études qu'ils ont écrites dans les Proceedings de mai 1928. L'examen des échos « tour du monde » a fourni des résultats intéressants; entre New-York et Buenos-Aires, ils ne se produisent qu'au voisinage de l'équinoxe. En enregistrant simultanément une émission sur la fondamentale et sur l'harmonique deux, on constate que des échos anormaux (0,05 seconde) troublent la réception sur la fondamentale (8.500 kC/s) et non l'harmonique; la durée du trajet des deux ondes n'est d'ailleurs pas la même.

Des expériences ont été entreprises en recevant, à courte distance d'un émetteur, des tops brefs dans un système de 4 antennes basses dirigées. Les échos, simples ou multiples, fournissent des hauteurs fictives de la couche K.-H. variant avec l'orientation; des échos retardés existent encore. Les variations de la hauteur avec l'heure du jour sont très nettes et correspondent avec celles des zones de silence. Les auteurs signalent quelques hypothèses explicatives et leurs lacunes.

B. Decaux.

Nouvelles études de la couche de Kennelly-Heaviside par la méthode des échos, L.R. Hafstad et M.A. Tuve, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, septembre 1929, 1513-1522.

Les tops brefs sont émis par la station de Bellevue modulée par un multivibrateur dissymétrique (cf. *Proc. Inst. Rad. Eng.*, juin 1928 et *Ond. Elec.* 1928, p. 66-A); ils sont enregistrés photographiquement à la réception. Le même multivibrateur, donnant des tops de 2/10.000 de seconde espacés de 1 à 10/100 de seconde, commande simultanément deux émetteurs à quartz de 20 kW sur 4735 et 8870 kC/s; le récep-

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME - CAPITAL 3.000.000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

teur se trouvant dans la zone de silence de l'onde la plus courte, l'enregistrement simultané a été impossible.

Deux séries d'expériences ont été poursuivies durant chacune 24 heures. Le jour il n'existe qu'un seul écho; parfois, un second apparaît avec un retard double de celui du premier Après le coucher du soleil les échos deviennent de plus en plus nombreux; leur aspect très complexe pendant la nuit, change rapidement au lever du soleil, pour redevenir simple. D'intéressantes observations ont pu être recueillies au cours de l'orage magnétique du 18 octobre 1928; la hauteur fictive fut exceptionnellement élevée et l'aspect des échos complètement modifié.

Les auteurs réservent leur opinion sur les explications possibles jusqu'à ce que des documents plus nombreux aient été rassemblés, surtout avec des fréquences plus élevées. Cependant, il est acquis que le processus de la réflexion (ou réfraction) est très complexe.

B. Decaux.

Recherches sur la réception et l'absorption des ondes extra-courtes; *Funk-B.*, **48**, 29 novembre 1929, 773.

Sur des ondes de 2m60, l'auteur a obtenu des portées allant jusqu'à 24km, entre postes dégagés sans obstacle interposé.

Il a observé que « la force de la réception n'est pas en rapport avec la distance »; ce qui n'est pas nouveau.

P. Leroy.

ÉMISSION

Les variations de fréquence des oscillateurs à lampes; D F. Martyn. *Exp. Wir.* **7**, janvier 1930, 3-15.

Ce sujet a déjà fait l'objet de nombreuses études dont l'auteur cite une partie. (Voir p. ex. *Onde El* article Fromy, octobre 1925, p. 433; analyses Colebrook, juillet 1928, p. 34; Lazareff, juillet 1929, p 39, etc) Il reprend la question depuis le début. A son avis, le grand coupable est le courant de grille; pour stabiliser l'émetteur, il faut annuler ce courant, soit en intercalant une résistance importante dans le circuit (shuntée par une capacité, naturellement), soit en polarisant négativement la grille. On doit aussi employer des bobines de faible résistance et des grandes capacités On peut ainsi obtenir des variations inférieures au 1/10 000 pour des écarts de tension « assez grands. »

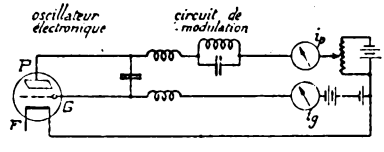
Tout cela est connu. Là où l'auteur innove, c'est en recommandant l'emploi de tensions-plaque « aussi grandes que le tube peut les supporter » et de courants de chauffage » aussi petits que possible » (ce qui est bien discutable); il affirme avoir ainsi obtenu « une fréquence stable à un millionième près pendant plusieurs heures ». Il ne précise pas si cette fréquence était grande ou petite, ni quels écarts de fréquence correspondent à des variations données de tension d'alimentation.

(P David).

L'oscillateur électronique fonctionnant comme résistance négative; H -E. Hollmann, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, octobre 1929, 140-143.

Dans les montages d'oscillation électronique autour de la grille d'un tube, pour obtenir des ondes inférieures au mètre (Barkhausen, Kurz; Gill, Morell, etc.) la plaque est portée à un potentiel légèrement négatif. Néanmoins il y passe un courant appréciable, et dans certains cas, ce courant croît quand la tension diminue; l'intervalle filament-plaque du tube présente donc une résistance apparente négative.

On peut utiliser ce fait, en intercalant, dans la plaque, un circuit anti-résonant de fréquence quelconque (p. ex. audible); des oscillations s'y produisent,

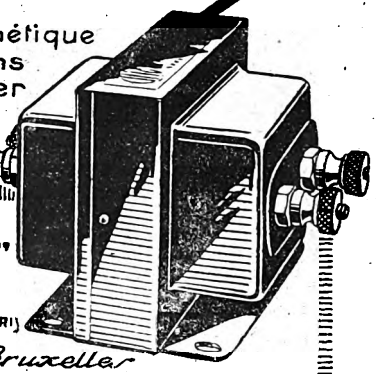


qui modulent les oscillations électroniques; cela fournit un procédé de réception de celles-ci par une nouvelle forme de « changement de fréquence » (fig. 1).

Les régions de résistance négative

Digitized by Google

LES
TRANSFORMATEURS
CROIX
en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



CONSTRUCTIONS
ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
(Téleg.: Rodisolor. PARIS)

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier.

Téléphone : SÉGUR 73-44

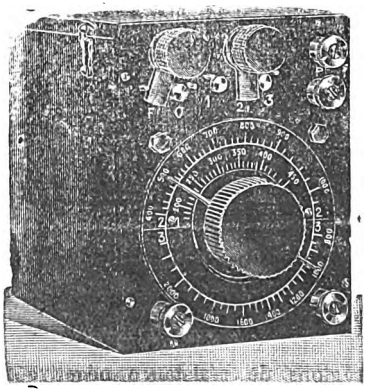
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIVe)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



De 10 à 550 mètres.

ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Sels Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

Digitized by Google

sont assez variables suivant les lampes ; on peut aussi les observer avec la plaque légèrement positive.

Elles semblent dues à des émissions secondaires d'électrons.

P. David.

Emetteurs et récepteurs pratiques pour ondes très courtes ; R.-L. Smith-Rose, J.-S. Mac Petrie, *Exp. Wir. VI*, octobre, novembre 1929, p. 532-542 et 605-619 ; *Wir. Wold*, 9 octobre 1929, p. 398-402.

Après un exposé historique clair et complet sur la production et l'emploi des ondes très courtes, les auteurs décrivent un certain nombre d'appareils établis par le National Physical Laboratory, pour ondes de quelques mètres.

Les divers schémas d'émetteurs sont discutés ; des exemples sont donnés avec photographies.

Quelques mots sont dits sur les antennes, réflecteurs, etc..

Enfin, la réception a presque toujours été faite par les auteurs au moyen d'une simple lampe détectrice à réaction, suivie de basse fréquence. La radiogoniométrie, la mesure du champ, sont possibles avec le dispositif. Néanmoins, le changement de fréquence semble devoir fournir une solution plus complète.

Dans une lettre ultérieure à l'éditeur (même revue, décembre 1929, p. 676-678), M. Whitehead ajoute quelques commentaires et signale avoir personnellement observé les deux résultats intéressants suivants :

1° Abaissement de la longueur d'onde minimum entretenue par un tube, de 4.5 à 2,7 mètres, en enveloppant l'ampoule d'une gaine métallique ;

2° Augmentation énorme de la portée de 500 yards à 8.000 yards, par l'emploi de la super-réaction.

P. David.

Recherches sur ondes ultra-courtes ; H. Heineck, *Funk-B.*, **45**, 8 novembre 1929.

Autre description d'émetteur à montage symétrique, et de récepteur à galène ou à lampe, pour ondes de l'ordre de 3m.

P. Leroy.

RÉCEPTION

La définition de la sélectivité ; Colebrook, *Exp. Wir.*, **6**, août 1929, p. 422-424. (Discussion) Howe. *Exp. Wir.*, p. 411 ; Biedermann, **6**, octobre 1929, p. 552-553.

Le terme « sélectivité » est employé très fréquemment sans avoir de sens précis.

Colebrook suggère de lui en donner un de la manière suivante :

Soit A la quantité électrique donnée (p. ex. la f.e.m. à l'entrée) ; B la quantité électrique utilisée (p. ex. courant à la sortie).

Le rapport $\frac{A}{B} = Z$ est fonction de la pulsation ω, et des diverses constances du circuit, L, C, etc.

Pour définir la sélectivité, considérons Z comme fonction de ω. Elle passe par un maximum (ou minimum) pour une certaine valeur ω_r, pulsation de résonance. Pour cette valeur Z prend la valeur Z_r et $\frac{\partial^2 Z}{\partial \omega^2}$ prend la valeur

$$\frac{\partial^2 Z}{\partial^2 \omega_r^2} \neq 0.$$

L'auteur propose de définir la sélectivité par le coefficient :

$$\omega_r \sqrt{\frac{1}{Z_r} \cdot \left| \frac{\partial^2 Z}{\partial \omega^2} \right|}.$$

De même, on pourrait définir « l'acuité de l'accord » par rapport à l'un des éléments du circuit, par exemple C. Il suffirait de faire le même raisonnement en considérant C comme variable, soit C_r la valeur qui fait passer Z par un maximum Z_r ; on prendrait, pour l'acuité, le coefficient :

$$C_r \sqrt{\frac{1}{Z_r} \cdot \left| \frac{\partial^2 Z}{\partial C_r^2} \right|}.$$

L'auteur en fait l'application aux cas simples habituels.

Cette définition a été critiquée. *Howe* lui reproche d'aboutir à donner, pour un résonateur simple, une valeur de « sélectivité » double de celle attribuée à l'« acuité d'accord » ; circonstance paradoxale. *Biedermann* attaque le principe même. Il ne voit pas bien l'usage de cette définition. En outre il estime les désaccords absolus plus intéressants que les désaccords relatifs. Il propose de définir la sélectivité en donnant les affaiblissements produits de part et d'autre de la résonance, pour des écarts déterminés de fréquence p. ex. 10, 15, 20 kc.

P. David.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE — SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. . 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIIIe

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C. Seine 206.183

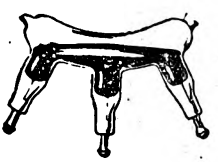
SOCIÉTÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

SRPI

57, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS

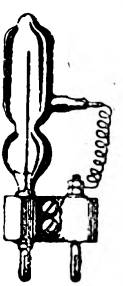


DÉMARREURS

THERMOSTATS

MINUTERIES

RÉGULATEURS



Téléphone { Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS

CHRONOGRAPHES

LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

La sélectivité en termes faciles; R.-T. BEATTY, *Wir. World*, **25**, 16 octobre 1929, 432-433.

L'auteur trace les courbes de sélectivité pour 1, 2, 3, 4,... circuits résonnants successifs, et montre qu'à sélectivité égale, la fidélité croit avec le nombre de circuits.

Il suggère de définir la sélectivité, comme « le désaccord relatif $\Delta f/f$ qui réduit l'amplitude au 1/10 de sa valeur à la résonance ».

Appliquée à un seul circuit, cette définition donne pour la sélectivité la valeur $0{,}2\,\frac{L\omega}{R}$; à l'ensemble de deux circuits, elle donne

$$0{,}2 \times 0{,}33 \times \sqrt{\frac{L_1\omega}{R_1} \cdot \frac{L_2\omega}{R_2}}.$$

P. DAVID.

Le fonctionnement de la lampe bigrille; L. EGYED, *Funk-B*, **34**, 23 août 1929.

Le fonctionnement de la lampe bigrille en détecteur ou en changeur de fréquence, s'explique à partir des caractéristiques.

Les phénomènes parasites d'accrochage ou de blocage proviennent du couplage réalisé entre les circuits d'accord et d'oscillation, par l'intermédiaire des capacités internes; l'auteur donne quelques conseils pratiques pour diminuer cet effet. P. LEROY.

Amplification apériodique simultanée de plusieurs fréquences; M. VON ARDENNE, *Funk-B.*, **35**, août 1929, 547-550.

L'auteur est partisan de l'amplification haute fréquence à résistances par tubes multiples. Il signale l'intérêt de cette méthode lorsqu'on doit recevoir, successivement ou même simultanément, plusieurs fréquences différentes. On peut, par exemple, constituer un « centre de réception » avec un cadre apériodique et un amplificateur de ce type, et distribuer ensuite à chacun des occupants d'un immeuble la fréquence du poste qu'il désire. Cela peut être aussi utile pour la réception de la télévision. P. LEROY.

La puissance fournie par une lampe triode; A. FORTSMANN, *Funk-B.*, **35**, 30 août 1929, 557-560.

De nombreux travaux ont été faits pour déterminer la puissance maximum que peut fournir sans distorsion, un tube triode donné. L'auteur reprend le calcul, et trouve que ce maximum est habituellement sous-estimé. Si l'on augmente simultanément la tension de plaque et l'impédance d'utilisation, si l'on emploie des transformateurs de sortie et un montage à deux lampes symétriques (« push-pull »), on arrive à utiliser pleinement la puissance que peut dissiper le tube.

P. LEROY.

Les pertes dans les circuits de grille des amplificateurs puissants; E.-E. SPITZER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 985-1005.

On parle souvent des pertes d'énergie résultant du courant de grille, mais on ne les mesure jamais L'auteur a trouvé par une série d'expériences, qu'elles dépendent du tube, de sa tension plaque, de son impédance plaque, etc. Mais si I_c est le courant continu observé dans la grille, on peut obtenir la perte par la formule:

$$W(\text{watts}) = A\,(I_c)^{1.34}$$

I_c étant en milliampères, le coefficient A va, suivant les tubes, de 0,025 à 0,1.

On peut s'expliquer ce résultat en considérant la caractéristique statique et en tenant compte des émissions secondaires d'électrons.

P. DAVID.

Le « Stenode Radiostat » de Robinson; *Wir. World*, **25**, 4 décembre 1929, p. 621 et 11 décembre 1929, p. 647-648.

Il y avait longtemps que l'on ne nous avait pas annoncé la solution « définitive et complète » du problème des brouillages. Voici un nouveau récepteur dont les résultats sont surprenants, et la théorie encore bien plus.

Le « Stenode Radiostat » possède une « sélectivité énorme », lui permettant d'éliminer tout brouilleur écarté de *un* kilocycle et même moins (1). Cependant, la qualité de la reproduction est « aussi bonne qu'on peut le désirer ».

Le principe est le suivant : on a un circuit accordé dont l'amortissement est

(1) Certains prétendent qu'un brouilleur écarté de 50 cycles est encore parfaitement éliminé.

Digitized by Google

CONSTRUCTEURS SPÉCIALISTES DE

Condensateurs

Société des Etablissements VARRET & COLLOT (S.E V.C.)

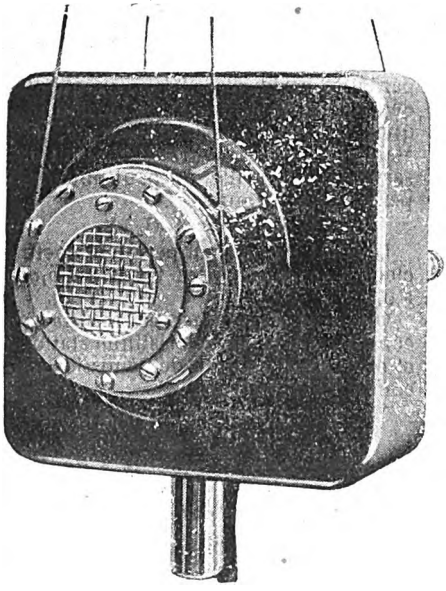
CONDENSATEURS pour { **RÉCEPTION** } **Toutes capacités**
{ **EMISSION** } **Toutes tensions**

et Toutes autres Applications

REDRESSEMENT DU FACTEUR DE PUISSANCE

Bureaux et Ateliers : 7, rue d'Hautpoul, PARIS-XIXe. :: Téléphone : Nord 69-73

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



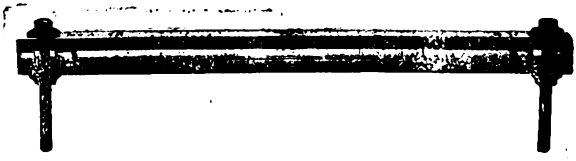
Système
" JENKINS & ADAIR "
pour
radiodiffusion
de " Haute Qualité "

Établissts G. I. KRAEMER
16, rue de Chateaudun
— ASNIÈRES —
(SEINE)

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

QUARTZ PIEZO-ÉLECTRIQUES

Monture de précision



Monture pour grandes longueurs d'ondes

Monture normale

OPTIQUE ET PRÉCISION DE LEVALLOIS

86, Rue Chaptal, LEVALLOIS-PERRET Tél. Carnot 32-05

Digitized by Google

environ 20 fois plus petit que d'ordinaire. (Comment est-il fait?) L'action du signal ne s'y exerce pas d'une façon continue, mais avec des inversions de phase systématiques à fréquence inaudible commandées par un oscillateur à quartz ; de là résulte (?) que « la sélectivité est conservée », tout en « laissant passer les bandes latérales de la modulation ». Un changement de fréquence couronne le tout.

Nous souhaitons cordialement que cela soit vrai.

P. DAVID.

Moyens modernes pour éliminer les perturbations à haute fréquence ; F. CONRAD, *Funk-B.*, **38**, 20 septembre 1929, 605-608.

De nombreux appareils électriques produisent des perturbations à haute fréquence qui troublent les récepteurs radiophoniques aux environs. L'auteur considère trois cas :

1° Les interrupteurs, commutateurs, inverseurs,... etc., dont les deux armatures sont accessibles ; on peut alors éliminer les perturbations en plaçant aux bornes de la coupure une capacité (de l'ordre du microfarad) et une résistance.

2° Les moteurs, générateurs à collecteurs, etc.. ; on ne peut empêcher les étincelles ; il faut alors placer sur les fils d'alimentation des condensateurs dont le milieu est mis à la terre, des bobines « de choc ».

3° Ces procédés sont insuffisants avec les récepteurs extra-sensibles ou bien avec des perturbations particulièrement puissantes. P. ex. les installations médicales à haute fréquence doivent être entièrement mises sous écran, et même sous double écran.

P. LEROY.

Construction de transformateurs H.F. ; A.-L.-M. SOWERBY, *Wir. World*, **25**, 23 octobre 1929, 446-448.

Avec des lampes à grille-écran, il peut paraître avantageux, au point de vue amplification, de coupler par un simple circuit-bouchon ou par un transformateur abaisseur. Au contraire, au point de vue sélectivité, il est bon d'avoir un transformateur élévateur ; l'amplification est un peu diminuée, mais aussi la tendance à l'accrochage.

P. DAVID.

Moyens d'augmenter la sélectivité ; H.-B. DENT, *Wir. World*, **25**, 2 octobre 1929, 384-386.

Notes sur l'emploi des circuits-bouchons (ou antirésonnants) pour l'élimination de brouilleurs ; un tel circuit, comprenant une bobine en fil divisé, permet à 1 $\frac{3}{4}$ mille, de ne pas être gêné par Londres 2LO ; on peut le coupler par induction, soit avec le circuit primaire, soit avec l'antenne.

P. DAVID.

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Le Radiogoniomètre à bord d'avion ; M.-H. GLOECKNER, *Zts. Hfr. Techn.* **33**, mars-avril 1929, 92-101 et 132-138.

L'article donne d'abord la description du radiogoniomètre (pour avions) type Telefunken 173.N, pour ondes de 575 à 1 300 m. L'encombrement est très faible, le poids total de 23 kgs seulement Un dispositif d'inversion avec antenne auxiliaire permet la levée du doute de 180°.

L'installation sur un avion doit être complétée par la correction des erreurs introduites par la masse métallique de celui-ci ; le cas traité est celui de l'avion Junker F. 13.

Vient ensuite la discussion de son emploi à bord Même dans le cas simple où l'on se dirige vers le poste transmetteur goniométré, il faut un opérateur distinct du pilote. Le bruit extérieur et les perturbations électriques diminuent la précision des minimums observés ; on peut compter sur une précision de quelques degrés jusqu'à 300 ou 400 km d'une station de la puissance de Langenberg. La déviation due au vent transversal s'est montrée conforme aux calculs de Franck (*Onde El.* 7, 109, 1928), c'est-à-dire ordinairement sans gravité (retard inférieur à 16 o/o).

Le vol entre deux émetteurs goniométrés alternativement est plus favorable à la précision, mais d'un intérêt pratique moindre.

Enfin l'emploi simultané du compas et du radiogoniomètre a fourni de bons résultats (erreur moyenne 5°) ; son étude sera continuée.

(P. DAVID).

Digitized by Google

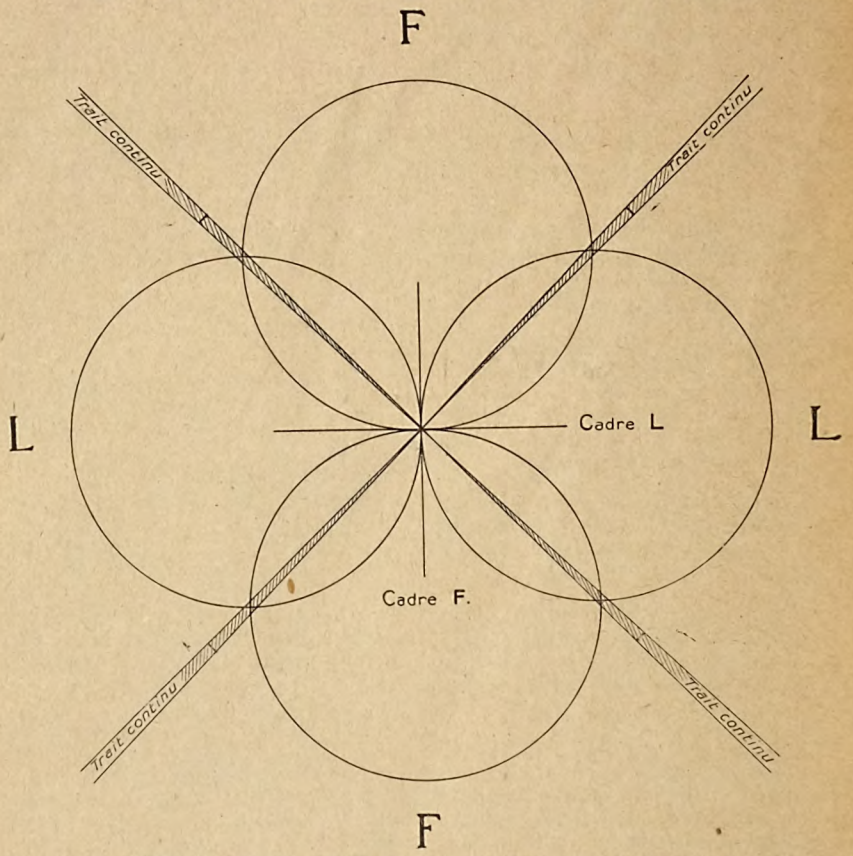
SOCIÉTÉ D'ENTREPRISES ÉLECTRO-TECHNIQUES

35, Rue du Général-Foy — PARIS

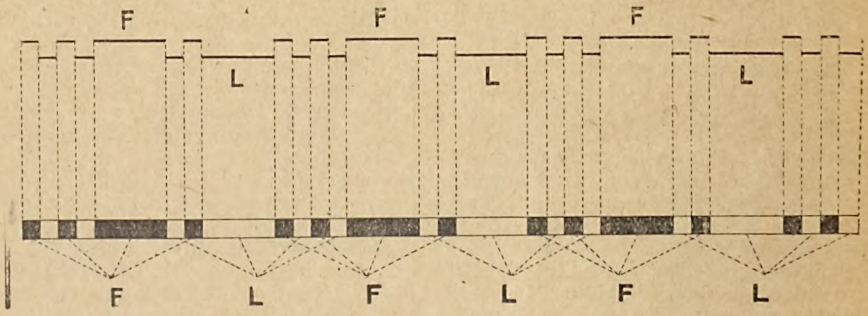
RADIO PHARE A ONDES DIRIGÉES

Système Guy du Bourg

DIAGRAMME REPRÉSENTANT LA RÉPARTITION DE L'ÉNERGIE DANS L'ESPACE



Encastrement des deux lettres F et L formant un trait continu dans les zones d'équisignaux



Le premier radio phare d'aéronautique à ondes dirigées vient d'être mis en service par le Ministère de l'Air. Installé au Bourget cet appareil guide les avions régulièrement chaque jour sur la route Paris-Londres. Grâce à ce procédé nouveau sur le continent un avion ne peut plus se perdre quelque soit l'opacité de la brume. Cette méthode maintenant entièrement pratique révolutionne donc les procédés les plus modernes de navigation sans visibilité.

Digitized by Google

Impossibilité de l'audition radiophonique « en relief »; H.-V. HARTEL, *Funk-B.*, **39**, 27 septembre 1929, 617-618.

La transmission par un seul microphone et l'audition par un seul haut-parleur, ont l'inconvénient, que la sensation de relief manque ; l'auditeur n'a pas l'impression du déplacement des personnages.

On a proposé, pour y remédier, d'avoir deux microphones, deux transmissions distinctes, et finalement un casque avec deux écouteurs séparés, ou bien deux haut-parleurs ; espérant ainsi obtenir en acoustique l'illusion du relief que donne, en optique, le stéréoscope.

L'auteur a fait des expériences à ce sujet ; elles ont mal réussi. Sans doute, si l'on transmet un dialogue avec deux haut-parleurs, dont chacun est exclusivement réservé à l'un des interlocuteurs, on ajoute beaucoup à l'impression du dialogue réel. Mais le déplacement d'un personnage entre deux microphones ne donne rien de bon ; si les microphones sont rapprochés, tout se passe comme s'il n'y en avait qu'un ; s'ils sont éloignés de plus d'un mètre, les auditeurs ont bien l'impression que le son tourne, mais trop vite et sans aucune vraisemblance. Le relief désiré n'est pas du tout obtenu.

P. LEROY.

La mesure directe des distances par les ondes électriques; W. BURSTYN, *Zts. Hfr. Techn.* **33**, mai 1929, 181-183.

On sait que le rayonnement du dipôle contient, en toute rigueur, plusieurs termes décroissant comme diverses puissances de la distance : $1/r$, $(1/r)^2$, $(1/r)^3$; le terme habituellement utilisé dans les radiocommunications est celui en $1/r$; mais aux distances de l'ordre de $\lambda/2\pi$, les autres deviennent appréciables. Il en résulte plusieurs méthodes possibles pour apprécier la distance à laquelle on se trouve d'un émetteur ; par exemple si celui ci transmet alternativement deux ondes telles que 20 000 m. et 1.000 m., et si on les reçoit également à quelque distance, la réception de la première deviendra rapidement prépondérante dès qu'on se rapprochera à moins de 3 km.

On pourrait aussi comparer l'intensité et la phase des champs électrique et magnétique dus à la même émission.

L'auteur suggère d'appliquer ceci à la navigation par temps de brume ; il signale avoir pris, dès 1919, un brevet abandonné par la suite.

(On trouvera dans l'*Onde Electrique*. 1923, p 193 la description du système Pérot-Lyot qui utilise, lui aussi, les termes en $1/r^3$ de l'action à distance).

(P. DAVID).

MATÉRIEL

Nouvelles lampes 1929; E. SCHWANDT, F. KUNZE, *Funk-B.*, **12**, 22 mars 1929, p. 187-192 et **38**, 20 septembre 1929, p. 609-616.

Revue générale et tableau récapitulatif de lampes de réception existant sur le marché germanique : les principales caractéristiques sont données par des diagrammes.

Par comparaison les auteurs donnent aussi les mêmes éléments pour diverses lampes « qu'on ne trouve pas en Allemagne ».

Divers modèles sont intéressants ; par exemple des lampes Siemens à pente 4 et 12 milliampères par volt.

P. LEROY.

Progrès dans les propriétés microphoniques des tubes à vide; Alan C. ROCKWOOD et Warren R. FERRIS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, septembre 1929, 1621-1632.

Les troubles microphoniques constatés dans les petits tubes de réception sont dus au déplacement relatif des électrodes et sont transmis soit par l'ampoule soit par le culot. La suspension et l'enveloppement élastiques des tubes ne sont pas toujours pratiques.

En attaquant le tube par la bobine mobile d'un haut-parleur électrodynamique, on peut tracer le spectre de résonances de l'ensemble des éléments du tube. Pour étudier l'action des chocs, les auteurs ont utilisé un pendule qui vient frapper une caisse en bois supportant la lampe ; après amplification, le courant obtenu est oscillographié. Les principales sources de troubles microphoniques sont les vibrations du filament, des supports et de la grille. Les tubes à chauffage indirect, ayant

Digitized by Google

Les Redresseurs à vapeur de mercure, à haute tension

de la Sté Ame HEWITTIC, à Suresnes

alimentent les postes d'émission les plus puissants d'Europe

Les Laboratoires Standard

Poste de Prague		500 kw	à 20 000 volts
Aux Laboratoires à Paris	1er groupe :	168 kw	à 12.000 volts
	2e groupe :	168 —	12.000 —

Rodiotélégraphie Militaire

Poste de la Tour Eiffel		100 kw	à 13 000 volts
		100 —	12.000 —
		30 —	8.500 —
		6 —	4.500
Poste de Saint-Pierre-des-Corps		36 kw	à 12.000 volts
Postes Coloniaux	Tananarive	4 kw	à 6 000 volts
	Brazzaville	4 —	6.000 —
	Dakar	4 —	6.000 —
	Bamako	4 —	6.000 —

Marine Nationale

Poste de Toulon		150 kw	à 7.500 volts

P. T. T. Service de la Radiodiffusion

Poste de Strasbourg (2e groupe)		80 kw	à 10 000 volts
Poste de Bordeaux		80 —	10.000 —
Poste de Lille		80 —	10 000 —
Poste de Lyon		80 —	10 000 —

Etablissements Edouard Belin, à Rueil

Un groupe		60 kw	à 10.000 volts
Un groupe		4 —	4.000 —

Société Française Radio-Electrique

Poste de Strasbourg	Un groupe.	80 kw	à 10 000 volts
	—	2,5 —	1.200 —
	—	0,2 —	1.200 —
	—	0,3 —	18 —
	—	1.- —	500 —
Poste de Tananarive		40 kw	à 10.000 volts
Poste de Casablanca		40 kw	à 10.000 volts

Société Française Radio-Electrique

Un groupe		225 kw	à 10 000 volts
—		0,500 —	1.300 —
—		0,800 —	1.100 —
—		1.200 —	20 —
—		5. - —	2 200 —

Digitized by Google

une grosse cathode rigide, présentent peu de troubles.

Les auteurs ont étudié et réalisé une lampe spéciale, peu puissante, sur laquelle les perturbations mécaniques sont sensiblement sans effet Pour l'essai en série des lampes, au point de vue microphonique, l'oscillographe est remplacé par un système de 4 redresseurs secs en pont débitant dans un microampèremètre ; l'étalonnement se fait par la décharge d'un condensateur.

B. Decaux.

Reproducteurs électriques; A. Kofes, *Funk-B.*, **39**, 27 septembre 1929, 621-622.

Relevé des courbes de fidélité de divers reproducteurs électriques pour disques de phonographe (pick-up).

La plupart affaiblissent un peu trop les fréquences aiguës, et ce défaut est aggravé par le haut-parleur.

Certains, au contraire sont encore très sensibles à 3 000 et 4 000 p:s. (*Igranic*, et surtout *Polyfar*).

P. Leroy.

DIVERS

Vérification simple des reproducteurs électriques; P. Just, *Funk-B.*, **40**, 4 octobre 1929, p. 643-644.

Les reproducteurs électriques pour disques de phonographe doivent avoir une caractéristique régulière en fonction de la fréquence ; ils ne doivent pas non plus introduire d'harmoniques. Pour les vérifier, on peut employer des disques spéciaux préparés donnant toutes les fréquences de 100 à 5 000 p:s avec des amplitudes connues. (Parlophon nos 9794 à 9796).

La bonne reproduction des fréquences de 4 000 à 5 000 rend malheureusement le bruit d'aiguille plus perceptible.

P. Leroy.

BIBLIOGRAPHIE

L'exploitation et la défense des créations industrielles. Les brevets d'invention; P. Loyer ; préface de Ch. de Freminville, 1 vol., éditions de l'Usine, 296 pages.

Ce volume est destiné aux inventeurs, industiels, ingénieurs auxquels il permettra de défendre efficacement leurs droits.

Ils y trouveront d'abord, aussi bien pour la France que pour l'étranger, tous les renseignements nécessaires pour prendre un brevet, et pour le *bien* prendre, c'est-à-dire pour lui donner toute sa portée, toute sa puissance protectrice.

Ils y trouveront ensuite des indications sur la manière d'exploiter leur invention, sur les ventes, cessions, associations ; sur l'attaque et la défense en procès de contrefaçon : bref les éléments nécessaires de jurisprudence industrielle.

La clarté de l'exposé ; l'excellente présentation typographique ; le groupement en tableaux des renseignements utiles ; enfin, le soin apporté à donner partout des exemples, des modèles de demande, de contrat, etc, rendent extrêmement facile et profitable l'emploi de ce manuel (1).

P. David.

Radio Expérimentale; R.-R. Ramsey, *Bloomington*, Indiana University, U. S. A., 1 vol., XII-255 p.

Ce petit volume est un recueil de manipulations, ou plutôt d'expériences diverses, sur la radiotechnique et les aspects connexes de l'électricité générale

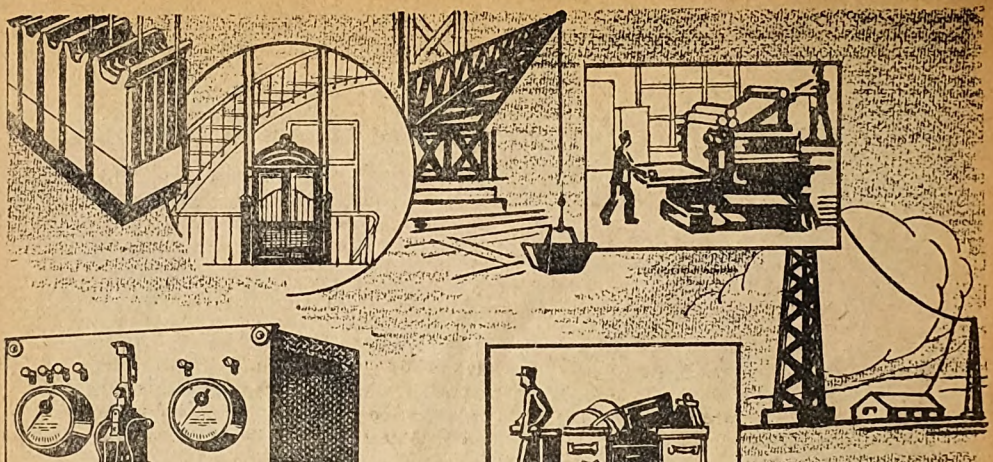
Il est très simple et très clair, presque sans aucun calcul, et les 128 expériences décrites couvrent bien tout le domaine proposé, depuis l'essai des piles sèches jusqu'à la télévision.

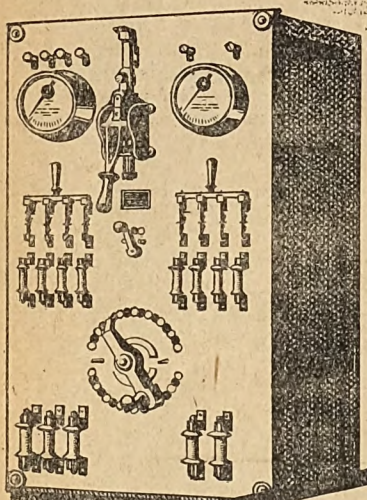
Toutefois nous croyons devoir faire une réserve, précisément sur cette étendue. Le degré de difficulté des expériences décrites est très variable. Certaines sont à la portée d'un enfant ; d'autres sont si délicates, que bon nombre d'étudiants de licence en tireraient, sans doute, peu de profit : par exemple la mesure des champs très faibles (n° 105) ; l'étude d'un haut-parleur (n° 128)... Simplifier à ce point les choses difficiles, nous paraît dangereux.

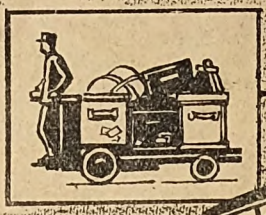
P. David.

(1) *Note de la Rédaction.* — Nous nous excusons du retard involontaire apporté à la parution de cette analyse.

Digitized by Google







REDRESSEURS DE COURANT
à vapeur de mercure

A AMORÇAGE AUTOMATIQUE BREVETÉ S. G. D. G.

INDISPENSABLES

pour la recharge pratique et économique des batteries d'accumulateurs . Ascenseurs, Appareils de levage, Moteurs à vitesse variable, Traction, etc... Modèles spéciaux à haute tension pour l'alimentation des postes émetteurs de T.S.F.

CATALOGUES ET RÉFÉRENCES AUTOGRAPHES FRANCO

LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

12, Avenue du Maine, 12 PARIS (XV^e^)

Pub A. GIORGI

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Les problèmes rattachés à la mesure du champ ; S.-W. Edwards, J.-E. Brown, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, août 1929, 1377-1384.

L'organisation rationnelle de la radiodiffusion exige la connaissance des intensités de champ autour des émetteurs. Il faut savoir quelle est la zone bien desservie (intensité minimum 10 millivolts par mètre) comment elle dépend de la longueur d'onde, comment elle est modifiée par le choix de l'emplacement, comment elle est déformée par les obstacles (réseaux électriques, etc. .), dans quelle mesure elle peut être étendue par une augmentation de puissance...

Pour mener à bien ces études, la « Radio Division » du « Department of Commerce » a équipé six automobiles avec des dispositifs de mesure de champ du modèle décrit par Friis et Bruce (*Onde El.*, mai 1927, anal. p. 34).

Ces appareils fonctionnent entre 200 et 600 Kc. et pour des signaux de 10 microvolts à 4 volts par mètre. Leur précision est « garantie à plus ou moins cinq pour cent ».

Les auteurs donnent quelques exemples des résultats obtenus.

P. David.

PROPAGATION — RAYONNEMENT

Propagation diurne des ondes courtes émises d'un avion, suivant que leur polarisation est verticale ou horizontale, F.-H. Drake et R.-M. Wilmotte, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2242-2267.

Sur ondes de 50 m. (6.000 Kc) la propagation peut être assez différente, suivant que l'avion émet sur dipôle horizontal ou vertical.

L'onde directe, polarisée verticalement, s'affaiblit moins vite sur sol bon conducteur, plus vite sur sol mauvais conducteur, que l'onde polarisée horizontalement.

L'onde d'espace, réfléchie sur la haute couche atmosphérique, apparaît plus tôt et demeure plus intense avec la polarisation horizontale.

C'est donc l'antenne horizontale qu'on doit généralement préférer ; avec elle la liaison est restée possible sans interruption pour toutes les distances inférieures à 1.000 km. ; même pour un avion volant bas sur un mauvais sol.

Les auteur employaient un récepteur de sensibilité graduée, avec une antenne horizontale *vibrant en demi-onde* ; cette antenne leur a donné d'excellents résultats, et présente une grande « hauteur effective » même si elle est presque au ras du sol ; il l'attribuent vaguement à la différence d'action entre l'onde incidente et l'onde réfléchie par le sol

Une méthode pour tenir compte de la hauteur de l'avion est donnée pour finir.

P. David.

La propagation des ondes courtes de faible puissance, jusqu'à 1.000 km. K. Kruger et H. Plendl, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, août 1929, 1296-1312.

Reproduction de l'article paru dans *Zts. Hfr. Techn*, **33**, mars 1929, 85-92 et analysé dans l'*Onde Electrique*, juillet 1929, p. 43 A

P. David.

Calcul de la longueur d'onde propre d'une antenne ; A.-E. Suzant, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 6-15.

Ce calcul s'applique immédiatement à l'antenne en gamma et à l'antenne en T. L'auteur admet que la capacité par unité de longueur reste constante tout le long de l'antenne tant dans la partie verticale que dans la partie horizontale.

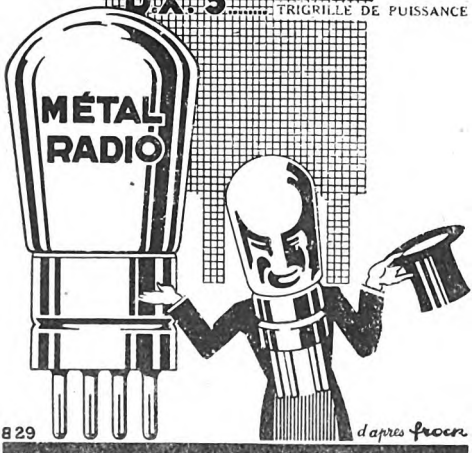
Ce calcul suppose la connaissance, par la mesure ou le calcul, de la capacité du système.

G. Teyssier.

Digitized by Google

METAL

D.Z. 813 AMPLIFICATRICE
D.Z.1508 DÉTECTRICE
D.Z.2222 AMPLIe A RÉSISTANCE
D.X.502 AMPLIe DE PUISSANCE
D.W.702 AMPLIe FORTE PUISSANCE
D.Z.1 BIGRILLE
D.Z.2 LAMPE A GRILLE DE PROTECTION
D.X.3 TRIGRILLE DE PUISSANCE



829 d'après Procas

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 19:6-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

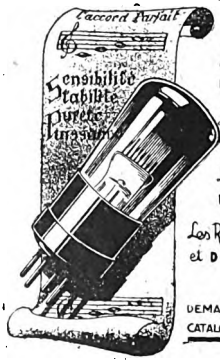
Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M40 et M X 40 sont SENSIBLES
Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES
Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES
Les Radiofotos lampes fréquences type D9 et D 5 et les trigrilles D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES RADIOFOTOS

...VOUS DONNE ENFIN
L'ACCORD PARFAIT

Digitized by Google

Calcul de la résistance de rayonnement des antennes composées d'eléments rectangulaires; A. Pistolkors, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 336-39.

Cet article fait suite à la série d'articles parus sous les références suivantes : 48, pp. 333-347 et 50. pp. 540-545, 1928. La méthode permet le calcul de la résistance de rayonnement des antennes du type Chireix-Mesny.

L'article se termine par le calcul de la résistance de rayonnement d'un cadre dont les côtés seraient d'une longueur égale à une demi longueur d'onde. Cette résistance de rayonnement serait égale à 254 ohms. L'antenne Chireix à 6 brins donne 283 ohms. Un tableau donne les valeurs des résistances de rayonnement des antennes Chireix en fonction du nombre de brins.

G. Teyssier.

Impédance mutuelle entre antennes voisines. C.-R. Englund et A. B. Crawford, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, août 1929, 1277-1295.

L'étude des systèmes aériens dirigés, a provoqué de nombreux travaux sur le fonctionnement des antennes en réflecteurs (Voir, p. ex. analyses Wilmotte, Petrie, *O. E.* janvier 1929. p. 2; Pistolkors, sept 1929, p. 52...., etc). Les auteurs reprennent la question avec rigueur dans son ensemble : d'abord théoriquement, puis par des mesures expérimentales.

Ils montrent que par analogie avec un « quadripôle », le système de deux antennes voisines (1) et (2), écartées de d, peut être caractérisé par le coefficient complexe, rapport des courants :

$$KI_2 = \frac{I_2}{I_1} = K_0 . e^{j\left(\varphi - 2\pi \frac{d}{\lambda}\right)}$$

dont ils font le calcul.

Ils exposent ensuite comment les résultats peuvent être vérifiés sur un système de deux antennes verticales, en ondes courtes (4 34 m.); les opérations sont délicates, parce que l'accord exact est très difficile à réaliser, et que les conducteurs du voisinage ont un effet perturbateur énorme (y compris, par exemple, le passage d'une personne ou d'un véhicule dans un rayon de 50 m).

Finalement l'accord est satisfaisant dans l'intervalle étudié, c'est à-dire pour un intervalle d entre les antennes, plus grand que 0,33. λ (valeur la meilleure pour un réflecteur).

P. David.

ÉMISSION

Résistance intérieure d'une lampe génératrice; B.-P. Aseiev, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 58-68.

L'article étudie la valeur qu'il convient de donner à l'impédance de plaque pour certaines conditions de fonctionnement, en particulier obtention d'oscillations sinusoïdales dites de première espèce ou d'oscillations à forme carrée. L'article est illustré par un exemple dans lequel on constate que suivant les desiderata l'impédance de plaque optima passe de 13 200 à 9 400 ohms.

G. Teyssier.

Principes du calcul de la modulation par la grille; I.-G. Kliasskin et A.-L. Mi.z, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 16-32 et **55**, août 1929, 310-330.

L'auteur fait d'abord remarquer que ce mode de modulation n'ajoute aucune puissance au système oscillant comme la modulation par la plaque. Au contraire pendant la modulation la puissance tombe de 20 à 25 pour cent.

L'étude se spécialise ensuite dans le calcul de la modulation d'un système à excitation séparée, le seul dit l'auteur qui donne une stabilité suffisante de la fréquence pour les exigences modernes.

La modulation peut se ramener à 2 méthodes:

1° Par variation de la tension alternative à amplitude constante de la force électromotrice de haute fréquence dans le circuit de grille du générateur.

2° Par variation de l'amplitude de la force électromotrice de haute fréquence dans le circuit de grille du générateur à tension alternative constante.

Pour obtenir par ce procédé une puissance téléphonique déterminée avec un taux de modulation de 40 à 100 %, il faut employer un nombre de lampes égal à 2 ou 4 fois celui qui serait nécessaire pour obtenir la même puissance en télégraphie

L'article se termine par le calcul complet d'une station puissante de 100 kilo-

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME · CAPITAL 3.000 000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

watts fonctionnant sous 1 000 mètres de longueur d'onde et fournissant un taux de modulation de 75 %.

G. TEYSSIER.

L'hydrogène, cause des oscillations dans le générateur électrolytique; V.-M. SHULGIN, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 40-46.

Le fonctionnement du générateur électrolytique a été étudié par le même auteur sous la référence suivante ; *47*, 198-201, 1928. Utilisant une cathode de wehnelt d'un modèle spécial, l'auteur a étudié les dégagements gazeux produits autour de cette électrode pendant l'oscillation. Il ne paraît pas cependant avoir découvert la cause de ces oscillations de haute fréquence.

G TEYSSIER.

Etude du régime transitoire d'une lampe oscillatrice au moment de l'établissement du courant; G.-A. SEITLENOCK, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 47-53.

L'étude de ce régime permet d'étudier le fonctionnement particulier des lampes dans la superréaction, la manipulation, et l'entretien d'oscillations parasites.

G. TEYSSIER.

RÉCEPTION

Méthode empirique pour déterminer le coefficient $\frac{d^2 i_g}{de_g^2}$ des tubes détecteurs. S HARRIS, *Proc. Inst Rad. Eng* **17**, août 1929, 1322-1325.

Ce coefficient détermine comme on sait, le rendement de la détection par la grille pour des signaux faibles, NELSON avait proposé pour le calculer, une méthode expérimentale (Voir *O. de El.* sept. 1929, analy. p. 54-A). L'auteur préfère utiliser la caractéristique statique $ig = f(eg)$ en l'assimilant à une courbe $(i_g - i_0) = a\,(e_g)^m$.

Le relevé de trois points permet de calculer les trois coefficients i_0, a, m, desquels il est alors facile de déduire algébriquement la valeur de la dérivée seconde.

Les résultats sont assez précis « dans les limites de la pratique », c'est-à-dire pour des signaux suffisamment faibles.

P DAVID.

Variations de la pente moyenne avec l'amplitude dans la détection par la plaque. M. von ARDENNE, K. SCHLESINGER, *Zts. Hfr. techn.* **34**, sept. 1929. 91-95.

« Le problème ici traité se pose lorsqu'on veut simultanément faire de la réaction et détecter par la plaque, avec le même tube. — Dans le cas de la détection par la grille, indépendante de l'amplification, on peut toujours se placer dans la portion la plus inclinée de la caractéristique de plaque, de telle sorte que la réaction stable est compatible avec la bonne détection ». Mais cela n'est pas certain dans le cas où l'on veut détecter par la plaque, et où, par suite, on doit se placer dans un coude de sa caractéristique

Les auteurs montrent que l'on peut obtenir un compromis satisfaisant, pourvu que l'impédance intercalée dans le circuit de plaque soit une résistance pure de valeur suffisamment grande.

P. DAVID.

L'amplification haute fréquence périodique dans la gamme de la radio-diffusion, M. von ARDENNE, *Zts. Hfr. Techn.* **33**, mai 1929, 166-175.

Pour la réception sur cadre des radio-concerts, il est indispensable de réaliser avant détection une amplification de l'ordre de 10.000. On y arrive en général avec plusieurs étages accordés. Mais, outre que leur manœuvre ou leur construction sont délicates; outre les difficultés d'accrochages intempestifs : on obtient ainsi une sélection fréquemment excessive et nuisible à la qualité de la modulation.

Au contraire, l'amplification à résistances par lampes multiples où la capacité entre électrodes se trouve extrêmement réduite, conserve dans cette gamme un rendement suffisant, et la simplicité est parfaite. L'auteur décrit un poste récepteur à trois lampes doubles en haute fréquence, suivies d'une lampe triple (détectrice et deux étages audio-fréquence).

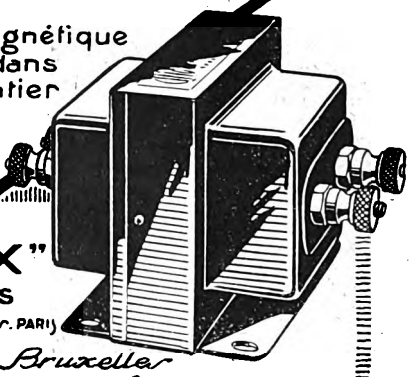
La sélection est assurée (?) par l'accord du cadre et d'un circuit intermédiaire avant détection.

Plusieurs photographies sont données

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service



CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Téleg. Rodisolor. PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

Téléphone : SÉGUR 73-44

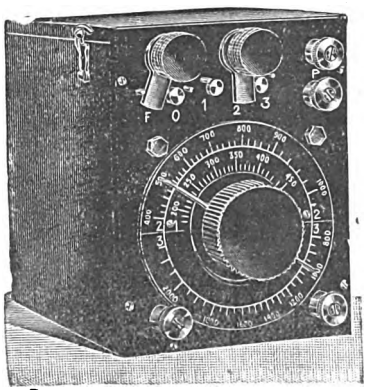
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e^)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



Dè 10 à 550 metres.

ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Sels Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

montrant les lampes multiples et leur fabrication.

P. DAVID.

Nouveaux progrès dans la construction et l'emploi des amplificateurs à résistance M von ARDENNE, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, novembre 1929, 161-168.

Nous avons déjà rendu compte des travaux de l'auteur sur les amplificateurs à résistances (Voir *Onde El.*, anal., mai 1927, p. 31-A, octobre 1927, p. 52-A, janvier 1928, p. 4-A, etc.). En augmentant le coefficient d'amplification et les résistances interne et externe du tube, il réalisait des simplifications de 40 par étage, et plus; en outre il affirmait que la distorsion était inappréciable.

Pourquoi s'arrêter en si bonne voie ? Si l'on admet, comme font les auteurs germaniques, que l'équation de la caractéristique de plaque est de la forme :

$$i_p = c.\left(e_g + \frac{1}{K}\, e_p\right)^{3/2}$$

On démontre facilement (voir analyse ci-dessous) que l'amplification réalisable tend vers l'infini, avec des tubes convenables, au fur et à mesure que la polarisation négative de la grille tend vers zéro; l'auteur affirme que c'est très exact avec des lampes à chauffage indirect. Appliquant ces principes, il construit des tubes ayant un coefficient d'amplification de *plusieurs milliers*, avec une résistance interne de plusieurs mégohms, et il les alimente sous une tension-plaque de *treize cents* volts. L'amplification obtenue peut atteindre, en basse fréquence, *800 à 900 par étage;* un seul étage ainsi constitué suffit donc largement; on le fera suivre, dans les lampes multiples, d'un étage de puissance.

L'inconvénient du montage est d'avoir sur la grille un débit assez notable; ce qui le rend inapplicable à plusieurs étages successifs haute fréquence; dans ce cas il faut conserver une légère tension négative de grille, l'impédance à l'entrée est de l'ordre de 1/2 mégohm et l'amplification par étage de l'ordre de 100.

L'auteur termine en insistant sur les avantages de l'amplification haute fréquence apériodique pour divers usages : réception de la téléphotographie; « central » d'amplification de plusieurs postes....

P. DAVID.

Calcul de l'amplification la plus favorable des tubes dans les amplificateurs à résistances, H. MOLLER, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, août 1929, 53-56.

D'après Schottky et Barkhausen, on admet que la caractéristique de plaque peut être représentée par la relation :

$a)$ ..... $i_p = c\,(e_g + D\ e_p)^{3/2}$

e_g étant la tension de grille, e_p la tension de plaque, et D la « perméabilité », inverse de notre coefficient d'amplification k.

Dans cette hypothèse, si une lampe subit des variations très petites autour du point de fonctionnement moyen E_g, E_p, tout se passe comme si la caractéristique avait une pente :

$$S = c.(E_g + D\ E_p)^{1/2}$$

Comme la puissance débitée dans une résistance d'utilisation convenablement choisie, est proportionnelle au rapport S/D (c'est-à-dire en notations françaises k^2/ρ), on voit qu'elle est maximum lorsque le rapport S/D passe par un maximum, c'est-à-dire pour :

$b)$ ..... $D_{opt} = \frac{1}{k_{opt}} = -2\,\frac{E_g}{E_a}$.

L'amplification obtenue est alors sensiblement :

$$\alpha = \frac{1}{2D}.$$

On voit qu'elle tend vers l'infini lorsque la polarisation de grille E_g tend vers zéro.

Bien que ce résultat soit la base des calculs de M. von Ardenne, ainsi que nous l'avons rappelé dans l'analyse ci-dessus, Moller déclare que « les mesures de von Ardenne montrent que toutes ces règles sont inexactes ».

Il reprend le calcul en attribuant à la caractéristique une équation différente, et notamment une forme exponentielle, qu'il estime beaucoup plus exacte avec des courants aussi faibles. Il obtient alors à la place de b) une relation complexe donnant pour D_{opt} des valeurs nettement supérieures (donc pour k_{opt} et pour α des valeurs inférieures).

Ultérieurement Forstmann (même revue, novembre 1929, p. 182-183) a présenté des objections au nouveau calcul de Moller : celui-ci a répondu que si les valeurs numériques choisies

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII^e^
Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C. Seine 206.183

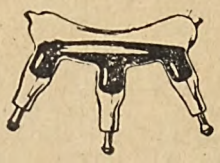
SOCIÉTÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

SRPI

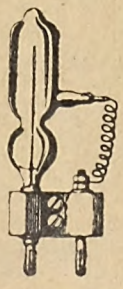
57, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS



DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS



Téléphone { Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION
DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

par lui pouvaient être critiquées, le principe de son calcul demeurait juste, surtout avec des lampes à chauffage indirect dans lesquelles le champ interne est bien radial. Il reconnaît, néanmoins que tout ceci suppose les variations alternatives considérées infiniment petites.

Le lecteur conclut de tout ceci à la fragilité des calculs bâtis sur des hypothèses douteuses.

P. DAVID.

Etude du brouillage hétérodyne. J.V.L. HOGAN, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, août 1929, 1354-1364.

Il y a « brouillage hétérodyne » chaque fois qu'un battement audible apparaît dans un récepteur par l'effet d'un brouilleur entretenu de fréquence voisine. Pour les stations de radio-diffusion, transmettant, soit sur la même fréquence, soit avec un écart de 10 kilocycles, le cas ne devrait jamais se produire; mais les émissions ne sont jamais parfaitement stables. On devra s'efforcer de limiter leurs écarts accidentels à 25 cycles et d'éloigner géographiquement les stations de même fréquence (1). Enfin des brouillages hétérodynes peuvent être produits dans leur voisinage par les récepteurs qui rayonnent dans l'antenne.

P. DAVID.

Dispositif enregistreur pour comparer les intensités de réception R. SCHADOW, *Funk*, 24 janvier 1930, 17-56.

Description illustrée d'un galvanomètre à enregistrement photographique, fonctionnant à la suite d'un récepteur à 5 lampes pour noter les variations d'intensité, parasites, etc.

L'appareil est construit sous une forme ingénieuse et compacte.

P. LEROY

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Le développement de la radio-diffusion aux Etats-Unis. R.H. MARIOTT, *Proc Inst. Rad. Eng.*, **17**, août 1929, 1395-1439.

Cet article passe très rapidement en revue les très nombreux aspects de cet immense sujet.

La première partie est historique; depuis que De Forest, en 1909, prévoyait « l'Opéra, transporté par radiotéléphonie dans chaque maison », et diffusait avec un poste à arc la voix de Caruso au Métropolitan Opéra House, depuis cette époque lointaine, des progrès fantastiques ont eu lieu. Vers 1919 furent faites quelques tentatives de diffusion phonographique avec des postes à lampes; en 1921 les exécutions spéciales par les artistes au studio, et, à partir de 1923, les transmissions multiples par interconnexion des stations (« chaînes ») aboutissant en 1927, à la diffusion simultanée par 69 stations utilisant 28.500 km de lignes.

Le public, d'abord intéressé par la nouveauté de l'invention, cherchait seulement à écouter la musique des stations lointaines; cette tendance « atteignit son maximum vers 1924-1925 »; elle décroît actuellement, et soit par goût (recherche de la qualité), soit par nécessité (brouillages puissants, évanouissements .) l'écoute est faite plus souvent sur les stations locales.

L'auteur passe ensuite en revue les progrès techniques réalisés à l'émission (augmentation de puissance, stabilité, fidélité, ...etc.) et à la réception (systèmes sélectifs, suppression de la réaction, transformateurs basse fréquence, emploi de tubes puissants, haut-parleurs, etc). Il indique sous forme de tableau les principales causes de distorsion possibles dans chaque opération.

Il termine par des vues d'avenir: nouvelle augmentation de la puissance mise en jeu, jusque vers 500 kw; amélioration de la sélection passe-bande; réduction des brouillages par l'organisation et la répartition des émetteurs. Enfin l'on peut entrevoir l'extension des « chaînes de retransmission » dans le monde entier, et les transmissions d'images animées muettes ou parlantes.

L'article est suivi d'une bibliographie comportant uniquement les articles en langue anglaise.

P. DAVID.

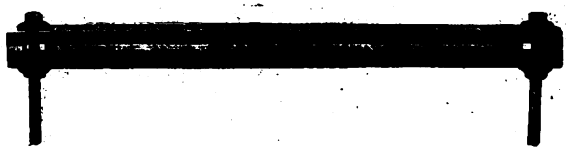
Quelques principes pour l'attribution des fréquences de radio-diffusion. L.E. WHITTEMORE, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, août 1929, 1343-1353.

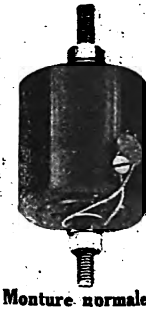
Réflexions générales sur la meilleure utilisation des « bandes de fréquence » allouées à la radio-diffusion. On dis-

(1) L'auteur reconnaît que ce cas complexe soulève d'autres difficultés.

Digitized by Google

QUARTZ PIEZO-ÉLECTRIQUES





Monture de précision — Monture pour grandes longueurs d'ondes — Monture normale

OPTIQUE ET PRÉCISION DE LEVALLOIS

86, Rue Chaptal, LEVALLOIS-PERRET — Tél. Carnot 32-05

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

CONSTRUCTEURS SPÉCIALISTES DE

Condensateurs

Société des Etablissements VARRET & COLLOT (S.E.V.C.)

CONDENSATEURS pour { RÉCEPTION / EMISSION } Toutes capacités Toutes tensions

et Toutes autres Applications

REDRESSEMENT DU FACTEUR DE PUISSANCE

Bureaux et Ateliers : 7, rue d'Hautpoul, PARIS-XIX• :: Téléphone : Nord 69-73

Digitized by Google

tingue les fréquences « exclusives », réservées à une seule station, et sur lesquelles il y a lieu de transmettre 24 h. par jour avec grande puissance un programme de 1er choix ; et les fréquences « communes » à plusieurs stations transmettant simultanément (la puissance de chacune étant naturellement limitée).

L'auteur cherche à préciser l'étendue des zones desservies par l'une ou l'autre combinaison.

P. DAVID.

Application des radiophares aux lignes aériennes, F.-G. KEAR, W.-E. JACKSON, *Proc. Inst Rad. Eng.*, **17**, décembre 1929, p. 2268-2282.

Le radiophare à cadres croisés, sous sa forme primitive (Voir *Onde Elec.*, *anal.*, janvier 1929), donne quatre directions de guidage à angles droits. Parmi elles, une seule, parfois deux au plus, sont utiles ; les autres sont inutiles et même nuisibles. On ne pourrait s'en servir dans les aéroports desservant plusieurs lignes, que si on pouvait orienter ces directions arbitrairement, non pas à angles droits, mais suivant les routes effectivement parcourues.

Les auteurs montrent qu'on peut résoudre ce problème, soit en rendant inégales les émissions des deux cadres par l'insertion d'une résistance convenable dans l'un deux, soit en ajoutant une antenne supplémentaire. Les radio-phares ainsi transformés à Bellefonte, « coude » de la trajectoire, et à Hartley Field, terminus multiple, ont donné de très bons résultats.

Incidemment les auteurs mentionnent que pour distinguer l'un de l'autre plusieurs radio-phares opérant dans le même secteur, il n'est pas bon de changer le code des signaux (. — dans un secteur, . — dans l'autre) auquel les pilotes sont habitués. Il est préférable de grouper ces signaux en nombre variable avec des intervalles de silence permettant l'identification du phare.

Application aux routes aériennes du radio-phare à double modulation visuelle, H. DIAMOND, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, décembre 1929, 2158-2184.

On sait (Voir *Onde Élec.*, avril 1929, p. 149) que le radio-phare à cadres croisés peut être perfectionné pour donner le guidage, non plus par appréciation auditive de l'égalité de deux sons, mais par l'observation visuelle des amplitudes de deux lames vibrantes. Dans ce cas, la transmission est permanente sur les deux cadres, et c'est la modulation qui diffère de l'un à l'autre. Le problème du déplacement arbitraire des directions de guidage ne ne pose donc plus comme dans l'analyse ci-dessus L'auteur montre cependant qu'il peut être résolu par des procédés analogues, soit en rendant inégales les profondeurs de modulation des deux transmissions, soit en émettant une des modulations par une antenne supplémentaire.

D'autre part, l'avion lui-même peut à volonté dévier de la route tracée d'une quantité connue, en rendant inégale la sensibilité de ses deux lames vibrantes.

On voit donc toute la souplesse du système.

P. DAVID.

Types d'appareillage radio-électrique en service sur les routes aériennes de Grande-Bretagne et d'Europe ; E.-H. FURNIVAL, *Proc. Inst Rad. Eng.* **17**, décembre 1929, 2123-2136.

Les bases du service sont les suivantes :

Dans la plupart des relations aériennes en Europe, la liaison doit être établie dans les deux sens entre l'avion et le sol, à des distances de l'ordre de 160 à 250 km. ; l'appareil de bord doit être manœuvré par le pilote, donc fonctionner en téléphonie avec une très grande simplicité. La longueur d'onde est de 900 m. Les aérodromes sont pourvus de radiogoniomètres pour relever la position des avions qui le demandent.

Exceptionnellement on dispose à bord d'un opérateur spécialiste ; on travaille alors en télégraphie avec des portées supérieures.

En outre des liaisons sur 1.400 m. et 1.260 m. sont établies entre aéroports et services météorologiques.

L'auteur décrit, avec schémas et photographies, les appareils Marconi destinés à la réalisation de ce programme : poste d'avion AD. 6 (émission, quatre lampes, puissance absorbée 130 watts ; réception : deux lampes haute fréquence à résistances, une pour la réaction, une détectrice, une basse fréquence ; commande de l'ensemble à distance en cas de nécessité) ; poste

Digitized by Google

l'Orchestra-Secteur

AUTOMATIQUE

Poussez l'index... Ecoutez!

Se branche directement sur le secteur

Portée 7000 Km

VITUS

90, Rue Damrémont - Paris. XVIII^e

Demandez notice spéciale

Digitized by Google

d'avion AD. 8 un peu plus puissant (400 watts); poste émetteur d'aérodrome A.T.I. (3 ou 4 kilowatts) ; radiogoniomètre à cadres fixes et antenne R.G. 14

La réception en avion suppose généralement le système d'allumage blindé.

P. DAVID

La Radio pour les avions de transport. L.D. SEYMOUR, *Proc. Inst. Rad. Eng.* **17**, décembre 1929, 2137-2140.

L'expérience a montré tous les services que la radio peut rendre aux entreprises de transport aérien. La communication unilatérale du sol à l'avion, sur ondes moyennes, est déjà précieuse. La téléphonie bilatérale sur ondes courtes sera encore un progrès. Le soin de construction et la sécurité de fonctionnement sont essentiels; une panne de radio peut entraîner une catastrophe « mieux vaudrait ne pas avoir de radio du tout. »

P. DAVID.

L'aviation commerciale (aux Etats-Unis) et son organisation Radio. H.-J. WALLS, *Proc Inst. Rad. Eng.* **17**, décembre 1929, 2141, 2157.

Description de l'organisation établie par le « Department of Commerce pour les lignes aériennes des Etats-Unis ; on jugera de l'importance du service en notant qu'il existe 52 compagnies de transport aérien, et que le parcours journalier moyen est de 60.000 km. ; le parcours *nocturne* sur itinéraires éclairés, est de 15.000 km.

Le réseau officiel comprend 25 stations de 2 kW transmettant les informations météorologiques (chiffre bientôt porté à 45) ; et six radio-phares à cadres croisés (Voir *Onde El.* avril 1929, p. 143) (chiffre bientôt porté à huit).

Peu d'avions sont encore pourvus d'émetteurs.

P. DAVID.

Technique et organisation de la radio dans l'aéronautique allemande, P. EISNER et H. FASSBENDER, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, décembre 1920, 2185-2229.

Les auteurs passent en revue d'une manière très générale les différents aspects de la question.

Ils rappellent d'abord les difficultés d'emploi de la radio en avion. En particulier, la qualité de la réception téléphonique est très abîmée, et le « coefficient d'articulation » qui est normalement de 70 à 90 0/0, tombe à 40 ou 60 0/0, même pour des signaux très forts. Aussi, de crainte d'erreurs, la téléphonie n'est-elle *pas* employée en Allemagne entre sol et avions.

Les auteurs décrivent deux types de postes pour aéronef : Telefunken 262 F (puissance émise, 70 watts dans l'antenne ; maître-oscillateur séparé — récepteur à trois lampes, une haute fréquence, une détectrice et une basse fréquence) et le Lorenz Serf OL V 28, (émission 150 watts-antenne, réception à quatre lampes). Des courbes de sélectivité et de sensibilité sont données pour ces récepteurs.

Quelques renseignements sont donnés sur les postes d'aérodromes; l'émission y est généralement faite avec 300 à 1500 watts-antenne.

L'emploi des ondes courtes et très courtes est ensuite discuté; aux faibles et moyennes distances, les zones d'évanouissements ne sont pas à redouter. Il se pourrait que les gammes 100 à 150 m et au-dessous de 10 m. soient employées pour communications mutuelles entre avions.

Au point de vue radiogoniométrie, la méthode généralement employée, consiste à faire émettre l'avion, à le goniométrer au sol, puis à lui retransmettre, soit son gisement, soit sa position. Douze aérodromes possèdent des goniomètres Telefunken (récepteurs comprenant quatre étages haute fréquence, détectrice et trois étages basse fréquence, ; le cadre est mobile et une antenne auxiliaire permet de lever le doute de 180° ; Dans les grands avions et des dirigeables, on peut aussi installer un radiogoniomètre allégé, avec cadre spécial extérieur (Voir Gloeckner, *O E.* analyses) et se repérer sur les stations fixes.

Le Dirigeable « Graf-Zeppelin » avait un double équipement, en ondes longues et en ondes courtes. Pour les premières, deux émetteurs, l'un de 150 watts, l'autre du type 262 F mentionné ci-dessus ; deux antennes traînantes de 120 m. ; et trois récepteurs. En ondes courtes, deux émetteurs d'une cinquantaine de watts, l'un travaillant sur antenne pendante de 15 m. l'autre sur « dipôle » fixe ; récepteur à réaction symétrique et basse fréquence. Enfin un radiogoniomètre, dont le cadre

Digitized by Google

La T. S. F.

en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F., par MM. CHAUMAT et LEFRAND . 9 »

II. — PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES, par le Cte METZ. Prix . . . . . 9 »

III. — MESURES, RADIOGONOMÉTRIE PROPAGATION DES ONDES, par M. MESNY 7 20

IV. — LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications, par M. JOUAUST. 7 20

V. — RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES, par M. CLAVIER. . . . . 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter 0 75 *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

Digitized by Google

était placé en dessous de la nacelle ; son rôle s'est montré « particulièrement important »

Les auteurs terminent par quelques mots sur l'organisation du service radio-aérien et les services qu'il peut rendre. En échange, l'aviation peut être utile à la radio technique, par exemple pour trouver rapidement la loi d'affaiblissement des ondes ou la caractéristique d'un émetteur dirigé.

P. DAVID.

La responsabilité des Ingénieurs radio dans la lutte contre les parasites artificiels, E.-H. FÉLIX, *Proc. Inst Rad. Eng.* **17**, août 1929, 1378-1389.

Les « parasites artificiels » (« manmade interference ») sont dus aux différentes perturbations électriques propagées sur les réseaux de distribution. Elles ont pour origine les défauts d'isolements, les étincelles, moteurs de toutes sortes, appareils ménagers (aspirateurs, ventilateurs, frigorifiques...), appareils médicaux,... etc.

On peut s'en protéger dans une certaine mesure par des filtrages. Mais dans nombre de cas cela ne suffit pas avec les récepteurs très sensibles. Deux remèdes sont alors à envisager :

Ou bien augmenter notablement la puissance des stations émettrices ; pour avoir 500 milles (800 km) de portée sûre, il faudrait 1000 Kw ; ce n'est pas impossible ; « on consomme bien davantage pour emmener chaque dimanche les excursionnistes sur une plage de banlieue » ; il faudrait compter une dépense d'énergie de 100 dollars à l'heure ; et pour desservir un pays, comme les États-Unis, avec 90 stations semblables, le coût annuel à prévoir serait de l'ordre de 150 à 200 millions de dollars.

Il serait évidemment plus économique de supprimer les perturbations à leur source ; cela est techniquement possible, et pour l'année 1928 il n'en aurait guère coûté que dix millions de dollars. Mais c'est l'affaire des constructeurs d'appareils électriques ; il faudrait arriver à leur faire accepter cette charge supplémentaire, par une « coopération amicale » que les radiotechniciens ont la responsabilité d'établir.

P. DAVID.

MATÉRIEL

Au sujet du calcul des cathodes en Wolfram ; N.-D. MORGULIS, *Teleg. i Telef. bez provodov*, **52**, février 1929, 54-57.

Méthodes déjà traitées dans de nombreux travaux. G. TEYSSIER.

Le rendement des petites bobines en fonction de leurs dimensions A.-L.-M. SOWERBY, *Wir- Word*, **26**, 29 janvier 1930, 108-112.

On peut obtenir des amplifications énormes par étage, en employant des bobines à très faibles pertes ; mais aux points de vue stabilité, commodité et prix de revient, il est aussi avantageux de réaliser la même amplification avec un étage de plus et des bobines compactes.

L'auteur préconise de réaliser 200 μh avec 60 à 80 tours de fil, occupant une longueur de 6m sur un cylindre de diamètre 5 cm. La résistance série va de 5 ohms à 25 ohms, la résistance parallèle (ou dynamique) de 100 000 à 150 000 ohms dans l'intervalle de longueurs d'onde 550 — 200 m. — Naturellement, à l'extrémité supérieure de cette gamme, trois ou quatre circuits semblables accordés produisent sur la téléphonie une distorsion appréciable.

L'auteur avoue, page 110, qu'il a été obligé de « cuisiner » — « cook » — ses résultats pour régulariser ses courbes ; voilà une rare franchise.

P. DAVID

Utilisation des matériaux très magnétiques, en radiotechnique ; J. MINTON, I.-G. MALOFF, **17**, juin 1929, 1021-1033.

La théorie classique des transformateurs s'applique fort mal aux transformateurs intercalés entre lampes. En effet il passe alors dans les enroulements un courant continu qui polarise le circuit magnétique, et il devient très difficile de travailler au maximum de perméabilité en alternatif, ce qui est pourtant désirable, pour obtenir la plus grande inductance possible.

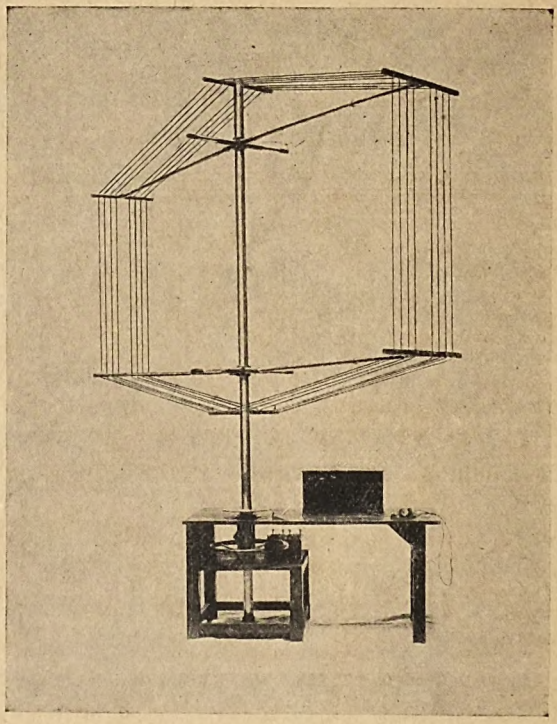
L'auteur indique une méthode graphique permettant de choisir l'alliage à employer et les dimensions de l'entre fer donnant le meilleur rendement. Il traite deux exemples. P. DAVID.

Digitized by Google

SOCIÉTÉ D'ENTREPRISES ÉLECTRO-TECHNIQUES

35, Rue du Général-Foy -- PARIS

RADIOGONIOMÈTRES Système Guy du Bourg



Radiogoniomètre d'aéronautique homologué par le Ministère de l'Air Français et en service à l'Aéronautique italienne.

Radiogoniomètre à Ondes courtes employé par :

Guerre Française, Marine de Guerre Française, Postes et Télégraphes Francais, Guerre des Etats-Unis, Guerre Britannique, Marine de Guerre Britannique, Post Office Britannique, Guerre Hollandaise, Guerre Tchéco-Slovaque, Guerre Italienne, Marine de Guerre Italienne, Postes et Télégraphes Yougo-Slaves, Postes et Télégraphes Roumains, Postes et Télégraphes Algériens.

En service depuis plusieurs années ce radiogoniomètre à ondes courtes est sorti vainqueur des concours internationaux.

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Le « couplage en fréquences », H.-E. Hollmann, *El. Nachr. Techn.*, **6**, juillet 1929, 253-264.

Le couplage que l'on établit, pour amorcer les oscillations, entre circuits d'entrée et de sortie d'un amplificateur, peut s'appeler « couplage en énergie »; par analogie, l'auteur appelle « couplage en fréquences » la réaction mutuelle de deux systèmes, dont l'un possède une fréquence propre bien stable (circuit oscillant, fils de Lecher) et l'autre une fréquence fonction des tensions (émetteur Barkhausen, systèmes de relaxation de Van der Pol). — Couplés ensemble, ces deux systèmes acquièrent une fréquence unique, mais qui varie d'une manière discontinue avec le couplage, l'amortissement, la fréquence propre du premier, etc.

Le type de cette combinaison est formé par un générateur électronique de Barkhausen, auquel on associe des fils de Lecher. — Mais l'auteur en donne plusieurs autres exemples, et notamment imagine un modèle mécanique (réservoir et jet d'eau).

Cette généralisation est intéressante à beaucoup de points de vue.

P. David.

Sur l'échauffement des diélectriques solides et liquides dans les champs alternatifs à très haute fréquence, A. Esau et E. Busse, *Zts. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 9-11.

Le phénomène est connu. Les auteurs l'ont systématiquement étudié en plaçant un grand nombre de corps entre les armatures d'un condensateur, traversé par un courant intense (puissance 800 watts), sur la longueur d'onde 4 m. Ils ont trouvé :

a) que la dissipation d'énergie semble due à une véritable résistance ohmique;

b) qu'elle dépend de la nature des corps; en particulier des courbes sont données pour les liquides tels que l'eau (faibles pertes), l'alcool, l'éther, les huiles (fortes pertes).

c) qu'elle dépend aussi de leur état physique; elle est énormément plus grande lorsqu'ils sont divisés (poudres, limaille, émulsions).

P. David.

Nouveaux résultats dans le domaine des ondes ultra-courtes, W. Hahnemann, *El. Nachr. Techn.* **7**, janvier 1930, 18-24.

Il s'agit des ondes de quelques mètres de longueur. Leur intérêt pour les communications à faible distance est souligné; on peut les moduler à très haute fréquence (télévision), les diriger (faisceaux, phares, etc.), obtenir des portées appréciables entre points dégagés avec des puissances faibles et des appareils très portatifs. On pourrait même obtenir de grandes portées en disposant tous les 50 km environ des tours de 45 m. de hauteur avec récepteur et émetteur formant relais.

L'article est illustré de photographies d'appareils construits par la Société Lorentz.

P. David.

MESURES

Méthode directe pour mesurer les très faibles amortissements des quartz résonateurs, S. Chaikin, *Zts. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 6-9.

Les méthodes anciennes pour la mesure des décréments se trouvent très peu précises avec les quartz, dont l'amortissement est très faible. L'auteur a donc employé un procédé tout à fait différent.

Supposons le résonateur excité avec une certaine amplitude A_0, puis abandonné à lui-même à l'instant t_0. Son énergie se dissipe progressivement. A un certain instant t, branchons un détecteur et un galvanomètre balistique : en supposant la détection proportion-

Digitized by Google

SOCIÉTÉ D'ENTREPRISES ÉLECTRO-TECHNIQUES

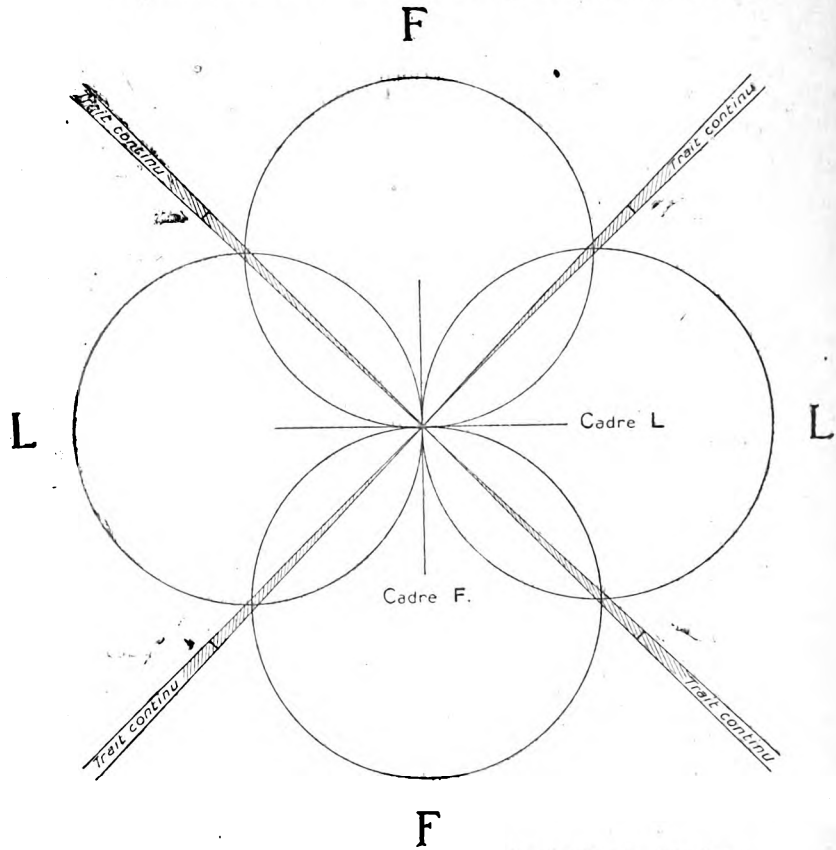
35, Rue du Général-Foy — PARIS

RADIO PHARE A ONDES DIRIGÉES

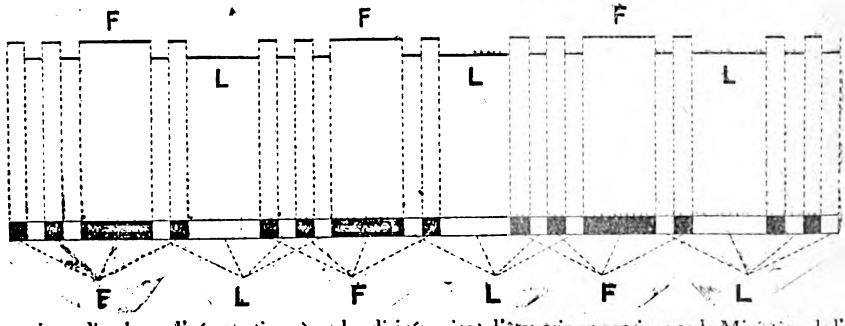
Système Guy du Bourg

Approuvé par le Gouvernement Français.

DIAGRAMME REPRÉSENTANT LA RÉPARTITION DE L'ÉNERGIE DANS L'ESPACE



Encastrement des deux lettres F et L formant un trait continu dans les zones d'équisignaux



Le premier radio phare d'aéronautique à ondes dirigées vient d'être mis en service par le Ministère de l'Air. Installé au Bourget cet appareil guide les avions régulièrement chaque jour sur la route Paris-Londres. Grâce à ce procédé nouveau sur le continent un avion ne peut plus se perdre quelque soit l'opacité de la brume. Cette méthode maintenant entièrement pratique révolutionne donc les procédés les plus modernes de navigation sans visibilité.

Digitized by Google

nelle au carré, la déviation du galvanomètre est

$$J = c \int_{t_1}^{\infty} i^2 . dt.$$

Renouvelons l'opération en partant de la même amplitude A_0, mais en faisant varier l'intervalle $(t_0 - t_1)$ Des indications lues au galvanomètre, on peut déduire la loi de décroissance des vibrations du quartz ; on trouve qu'elle est bien réellement exponentielle $A = A_0 e^{-\delta t}$ et que le coefficient δ varie beaucoup suivant le montage du quartz, les plus grandes pertes provenant des supports de l'air et des circuits associés ; il peut tomber à 30 et au-dessous, lorsque le quartz est isolé et suspendu dans une atmosphère raréfiée.

La méthode a ceci d'intéressant que sa précision *augmente* lorsque l'amortissement *diminue* : l'auteur se propose d'améliorer encore son dispositif en employant un commutateur de très faible capacité.

P. David.

Un tube de Braun à photographie directe, M. von Ardenne, *Exp. Wir.*, **7**, février 1930, 66-70.

L'auteur indique les propriétés des oscillographes à haute et basse tensions anodiques.

L'oscillographe à basse tension est le plus sensible aux mesures de différences de potentiel. Jusqu'ici, seul l'oscillographe à haute tension permettait la reproduction photographique directe. L'auteur a réalisé un tube permettant la photographie directe et utilisant des tensions allant de 2.500 à 4.500 V. Ses principales caractéristiques sont : Ecran fluorescent très mince et à émission riche en rayons violets (tungstate de calcium).

Emploi d'un cylindre de Wehnelt pour la concentration des rayons, donc suppression de toute perte d'énergie au passage de l'anode. Oxyde à grand pouvoir émissif sur la cathode.

A l'oscillographe on peut adjoindre un amplificateur H. F. amplifiant 20.000 fois.

Une courbe de sensibilité de l'appareil et des reproductions de films accompagnent l'exposé.

Drapier.

Mesure de la profondeur de modulation et de la caractéristique de détection au moyen du tube de Braun, M. von Ardenne, *El. Nachr. Techn.*, **7**, février 1930, 80-84.

L'oscillographe cathodique permet de mesurer les profondeurs de modulation ; soit, s'il s'agit d'une modulation constante, en formant sur l'écran une figure trapézoïdale (haute fréquence en abscisses, basse fréquence en ordonnées) ; soit, pour une téléphonie, en enregistrant sur film mobile.

Inversement, si la modulation est connue, on peut déduire du tracé la caractéristique du détecteur.

P. David.

Méthodes de mesure de l'articulation. H. Fletcher et J.-C. Steinberg, *Bell., Syst., Techn., Journ.*, **8**, octobre 1929, 806-854.

Pour apprécier la qualité d'une transmission téléphonique, on emploie souvent la méthode qui consiste à noter la proportion de syllabes distinctes et isolées transmises correctement. (Voir, par exemple, Mayer, *Onde El.*, anal., octobre 1927 p. 56). Mais les techniques employées peuvent être assez différentes. Les auteurs exposent d'abord la leur : syllabes à trois sons, consonne, voyelle, consonne ; formation des syllabes par tirage au sort parmi 22 consonnes initiales, 22 voyelles, 22 consonnes finales ; équipe de 10 opérateurs des deux sexes parlant alternativement... etc. Ils discutent ensuite la précision obtenue et la variation de divers facteurs : niveau sonore, entraînement de l'équipe. Enfin ils comparent l'« articulation » à l'intelligibilité, et les diverses techniques entre elles.

P. David.

L'énergie de la parole et sa mesure ; L.-J. Sivian, *Bell. Syst. Techn. Journ.*, 8, octobre 1929, 648-661.

Généralités sur la mesure de l'énergie des sons, qui peut être ramenée soit à la mesure d'une vitesse (disque de Rayleigh, microphone à fil chaud), soit à celle d'une pression (oreille, résonateurs, microphones à membranes).

Description d'un « indicateur de volume » et d'un « impulse meter », sortes de voltmètres à lampes, le premier mesurant les valeurs moyennes le second les valeurs de pointes.

Courbes montrant les résultats et la répartition de l'énergie soit dans le temps, soit dans le spectre des fréquences, soit suivant les opérateurs. Comparaison avec une musique (piano) et le bruit de la rue.

Digitized by Google

Téléphone : SÉGUR 73-44

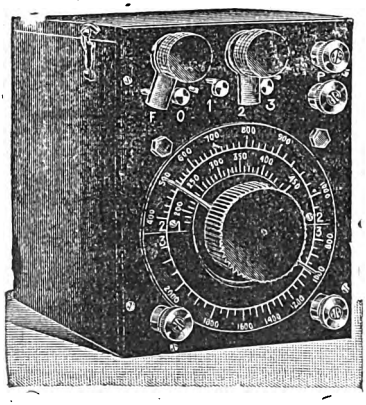
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e^)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

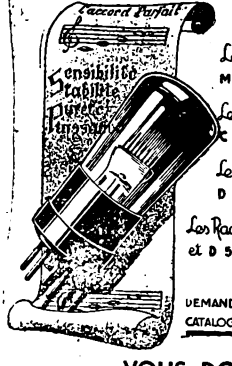
Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M40 et M X 40 sont SENSIBLES

Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type D 9 et D 5 et les trigrilles D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John-Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Inst.tute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur.
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

En moyenne, sur de longues durées et en comprenant les intervalles de silence, la puissance de la voix humaine peut être prise égale à 10 microwatts, ce qui confirme des résultats antérieurs.

P. DAVID.

PROPAGATION — RAYONNEMENT

Réflexion des ondes électriques très courtes et des ondes sonores; M.-J.-O. STRUTT. *El. Nachr. Techn.*, **7**, février 1930, 65-71.

Le rôle du sol dans la propagation des ondes est encore assez mal connu. La présente étude apporte sur cette question difficile des lumières nouvelles.

L'auteur a théoriquement démontré (*Ann. der Physik* I, 1929. p. 723 ; *Zts (Hochfr, Techn.* **34**, 2, 1929). Et autres travaux à paraître, « ce théorème d'une « simplicité surprenante » : à grande distance (10 fois la longueur d'onde, le champ peut être considéré comme résultant de la superposition du champ direct de l'antenne, et du champ réfléchi ; ce dernier semblant provenir de l'image de l'antenne dans le sol, mais multiplié par un coefficient de réflexion complexe F (qui dépend de la direction du rayonnement) ».

Il en résulte que si, en un point donné, on élève progressivement le récepteur au-dessus du sol, la différence de marche des deux rayonnements varie, donc aussi le champ résultant ; on observe des maximums et minimums dont la valeur peut servir à déterminer **F**, la conductibilité et la constante diélectrique ε.

C'est ce que l'auteur a vérifié expérimentalement, d'abord avec des ondes électriques de 1,42 m. de longueur (émission modulée ; réception par détection et amplification B.F.) ; il a trouvé sur sable sec, $F = 0{,}6$, $\varepsilon = 4$; sur terre humide, $F = 0{,}9$, $\varepsilon = 20$; la conductibilité est en général la même qu'en continu, sauf sur sol humide.

Résultats analogues avec des ondes sonores $f = 500$ p : s (émission par haut-parleur, réception par microphone) ; F varie de 0,5 à 0,91.

Des expériences curieuses sont signalées : l'une en ondes électriques consistant à humecter le sol sur une étroite bande ; l'autre en ondes sonores consistant à ménager, dans la paroi réfléchissante une fenêtre : celle-ci ne compte que pour les 9/10 de sa surface réelle, en raison de la diffraction.

P. DAVID

Sur la transmission des ondes courtes, T. NAKAGAMI, T. ONO, C. ANAZAWA, *Journ. Inst. El. Eng. Japan, Selected Pap.* N° **19**, juillet 1928.

Les auteurs ont fait divers essais de communications sur ondes courtes à grande distance.

Au Japon, les stations américaines sur 80 m. et surtout 40 m. sont audibles pendant plusieurs heures par jour.

Les stations européennes (Nauen, Sainte Assise), distantes de 9 000 km environ, peuvent également donner une réception commerciale pendant une dizaine d'heures. La meilleure onde à employer est aux environs de 25 m. (légèrement variable suivant l'heure et la saison).

Ces résultats sont bien d'accord avec les idées de Taylor (*Onde El.*, anal. mars 1927, p. 171). En revanche, diverses expériences faites à courte distance et dont les auteurs rendront compte ultérieurement, ont donné des zones de silence et des portées bien plus réduites que celles prévues.

P. DAVID

Enregistrement de parasites atmosphériques, JOSCHEK, *El. Nachr. Techn.*, **6**, septembre 1929, 341-349.

L'auteur s'est proposé de vérifier les résultats antérieurs et notamment ceux de M. Watt et Appleton.

Son dispositif comportait une antenne très fortement amortie ; les tensions induites, amplifiées par trois étages B.F. à résistances, étaient enregistrées par un oscillographe Siemens-Blondel. — Les expériences ont été faites à Halle en juillet 1927 et février 1928, et à Clausthall en décembre 1927.

Les résultats sont reproduits dans l'article, d'abord sous forme de relevés oscillographiques typiques, ensuite de tableaux statistiques.

Les perturbations sont classées d'après leur forme et leur sens : leur durée moyenne est de quelques millisecondes.

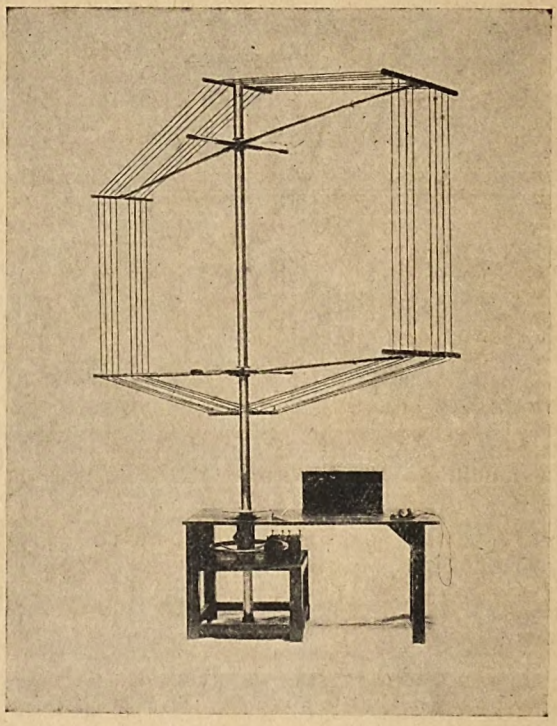
A part deux ou trois observations curieuses (influence des orages, d'une chute de neige — avantage du con-

Digitized by Google

SOCIÉTÉ D'ENTREPRISES ÉLECTRO-TECHNIQUES

35, Rue du Général-Foy -- PARIS

RADIOGONIOMÈTRES Système Guy du Bourg



Radiogoniomètre d'aéronautique homologué par le Ministère de l'Air Français et en service à l'Aéronautique italienne.

Radiogoniomètre à Ondes courtes employé par :

Guerre Française, Marine de Guerre Française, Postes et Télégraphes Francais, Guerre des Etats-Unis, Guerre Britannique, Marine de Guerre Britannique, Post Office Britannique, Guerre Hollandaise, Guerre Tchéco-Slovaque, Guerre Italienne, Marine de Guerre Italienne, Postes et Télégraphes Yougo-Slaves, Postes et Télégraphes Roumains, Postes et Télégraphes Algériens.

En service depuis plusieurs années ce radiogoniomètre à ondes courtes est sorti vainqueur des concours internationaux.

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Le « couplage en fréquences », H.-E. Hollmann, *El. Nachr. Techn.*, **6**, juillet 1929, 253-264.

Le couplage que l'on établit, pour amorcer les oscillations, entre circuits d'entrée et de sortie d'un amplificateur, peut s'appeler « couplage en énergie »; par analogie, l'auteur appelle « couplage en fréquences » la réaction mutuelle de deux systèmes, dont l'un possède une fréquence propre bien stable (circuit oscillant, fils de Lecher) et l'autre une fréquence fonction des tensions (émetteur Barkhausen, systèmes de relaxation de Van der Pol). — Couplés ensemble, ces deux systèmes acquièrent une fréquence unique, mais qui varie d'une manière discontinue avec le couplage, l'amortissement, la fréquence propre du premier, etc.

Le type de cette combinaison est formé par un générateur électronique de Barkhausen, auquel on associe des fils de Lecher. — Mais l'auteur en donne plusieurs autres exemples, et notamment imagine un modèle mécanique (réservoir et jet d'eau).

Cette généralisation est intéressante à beaucoup de points de vue.

P. David.

Sur l'échauffement des diélectriques solides et liquides dans les champs alternatifs à très haute fréquence, A. Esau et E. Busse, *Zts. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 9-11.

Le phénomène est connu. Les auteurs l'ont systématiquement étudié en plaçant un grand nombre de corps entre les armatures d'un condensateur, traversé par un courant intense (puissance 800 watts), sur la longueur d'onde 4 m. Ils ont trouvé :

a) que la dissipation d'énergie semble due à une véritable résistance ohmique ;

b) qu'elle dépend de la nature des corps; en particulier des courbes sont données pour les liquides tels que l'eau (faibles pertes), l'alcool, l'éther, les huiles (fortes pertes).

c) qu'elle dépend aussi de leur état physique; elle est énormément plus grande lorsqu'ils sont divisés (poudres, limaille, émulsions).

P. David.

Nouveaux résultats dans le domaine des ondes ultra-courtes, W. Hahnemann, *El. Nachr. Techn.* **7**, janvier 1930, 18-24.

Il s'agit des ondes de quelques mètres de longueur. Leur intérêt pour les communications à faible distance est souligné; on peut les moduler à très haute fréquence (télévision), les diriger (faisceaux, phares, etc.), obtenir des portées appréciables entre points dégagés avec des puissances faibles et des appareils très portatifs. On pourrait même obtenir de grandes portées en disposant tous les 50 km environ des tours de 45 m. de hauteur avec récepteur et émetteur formant relais.

L'article est illustré de photographies d'appareils construits par la Société Lorentz.

P. David.

MESURES

Méthode directe pour mesurer les très faibles amortissements des quartz résonateurs, S. Chaikin, *Zts. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 6-9.

Les méthodes anciennes pour la mesure des décréments se trouvent très peu précises avec les quartz, dont l'amortissement est très faible. L'auteur a donc employé un procédé tout à fait différent.

Supposons le résonateur excité avec une certaine amplitude A_0, puis abandonné à lui-même à l'instant t_0. Son énergie se dissipe progressivement. A un certain instant t, branchons un détecteur et un galvanomètre balistique : en supposant la détection proportion-

Digitized by Google

SOCIÉTÉ D'ENTREPRISES ÉLECTRO-TECHNIQUES

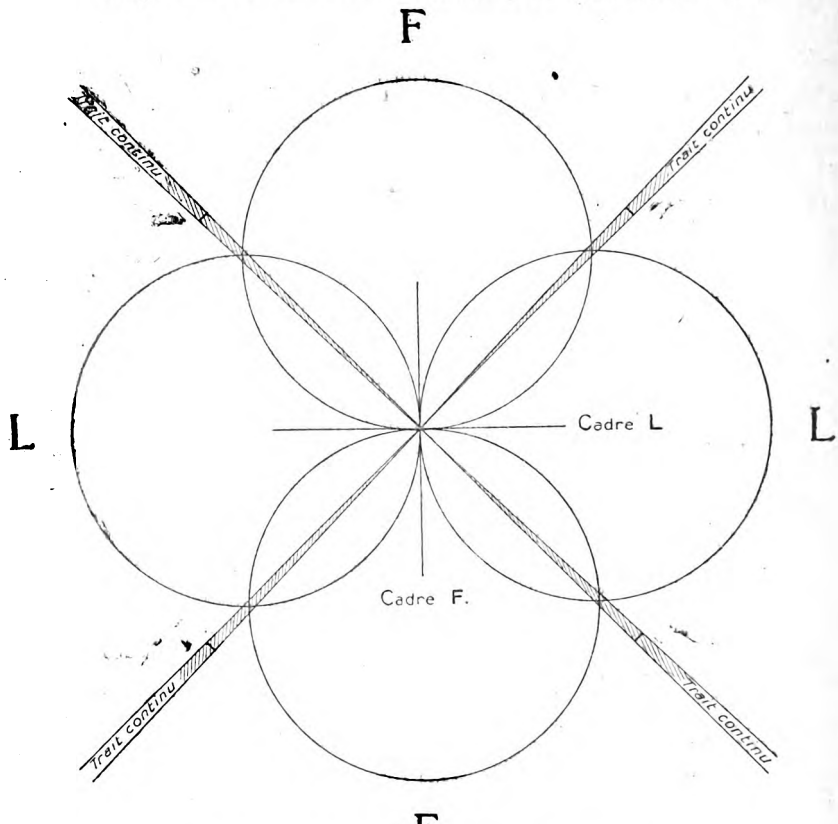
35, Rue du Général-Foy — PARIS

RADIO PHARE A ONDES DIRIGÉES

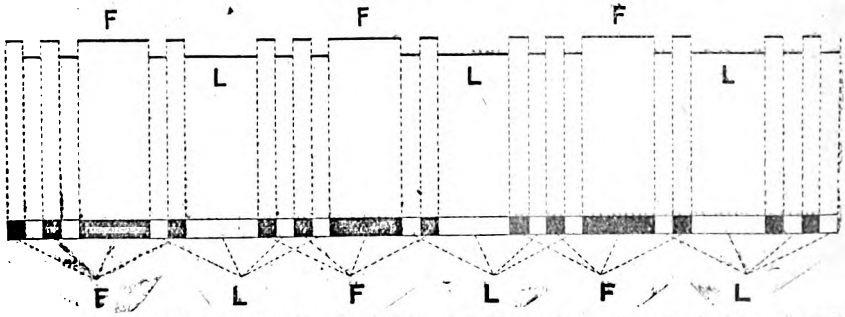
Système Guy du Bourg

Approuvé par le Gouvernement Français.

DIAGRAMME REPRÉSENTANT LA RÉPARTITION DE L'ÉNERGIE DANS L'ESPACE



Encastrement des deux lettres F et L formant un trait continu dans les zones d'équisignaux



Le premier radio phare d'aéronautique à ondes dirigées vient d'être mis en service par le Ministère de l'Air. Installé au Bourget cet appareil guide les avions régulièrement chaque jour sur la route Paris-Londres. Grâce à ce procédé nouveau sur le continent un avion ne peut plus se perdre quelque soit l'opacité de la brume. Cette méthode maintenant entièrement pratique révolutionne donc les procédés les plus modernes de navigation sans visibilité.

Digitized by Google

nelle au carré, la déviation du galvanomètre est

$$J = c \int_{t_1}^{\infty} i^2 . dt.$$

Renouvelons l'opération en partant de la même amplitude A_0, mais en faisant varier l'intervalle $(t_0 - t_1)$ Des indications lues au galvanomètre, on peut déduire la loi de décroissance des vibrations du quartz ; on trouve qu'elle est bien réellement exponentielle $A = A_0 e^{-\delta t}$ et que le coefficient δ varie beaucoup suivant le montage du quartz, les plus grandes pertes provenant des supports de l'air et des circuits associés ; il peut tomber à 30 et au-dessous, lorsque le quartz est isolé et suspendu dans une atmosphère raréfiée.

La méthode a ceci d'intéressant que sa précision *augmente* lorsque l'amortissement *diminue* : l'auteur se propose d'améliorer encore son dispositif en employant un commutateur de très faible capacité.

P. David.

Un tube de Braun à photographie directe, M. von Ardenne, *Exp. Wir.*, **7**, février 1930, 66-70.

L'auteur indique les propriétés des oscillographes à haute et basse tensions anodiques.

L'oscillographe à basse tension est le plus sensible aux mesures de différences de potentiel. Jusqu'ici, seul l'oscillographe à haute tension permettait la reproduction photographique directe. L'auteur a réalisé un tube permettant la photographie directe et utilisant des tensions allant de 2.500 à 4.500 V. Ses principales caractéristiques sont : Ecran fluorescent très mince et à émission riche en rayons violets (tungstate de calcium).

Emploi d'un cylindre de Wehnelt pour la concentration des rayons, donc suppression de toute perte d'énergie au passage de l'anode. Oxyde à grand pouvoir émissif sur la cathode.

A l'oscillographe on peut adjoindre un amplificateur H. F. amplifiant 20.000 fois.

Une courbe de sensibilité de l'appareil et des reproductions de films accompagnent l'exposé.

Drapier.

Mesure de la profondeur de modulation et de la caractéristique de détection au moyen du tube de Braun, M. von Ardenne, *El. Nachr. Techn.*, **7**, février 1930, 80-84.

L'oscillographe cathodique permet de mesurer les profondeurs de modulation ; soit, s'il s'agit d'une modulation constante, en formant sur l'écran une figure trapézoïdale (haute fréquence en abscisses, basse fréquence en ordonnées) ; soit, pour une téléphonie, en enregistrant sur film mobile.

Inversement, si la modulation est connue, on peut déduire du tracé la caractéristique du détecteur.

P. David.

Méthodes de mesure de l'articulation. H. Fletcher et J.-C. Steinberg, *Bell., Syst., Techn., Journ.*, **8**, octobre 1929, 806-854.

Pour apprécier la qualité d'une transmission téléphonique, on emploie souvent la méthode qui consiste à noter la proportion de syllabes distinctes et isolées transmises correctement. (Voir, par exemple, Mayer, *Onde El.*, anal., octobre 1927 p. 56). Mais les techniques employées peuvent être assez différentes. Les auteurs exposent d'abord la leur : syllabes à trois sons, consonne, voyelle, consonne ; formation des syllabes par tirage au sort parmi 22 consonnes initiales, 22 voyelles, 22 consonnes finales ; équipe de 10 opérateurs des deux sexes parlant alternativement... etc. Ils discutent ensuite la précision obtenue et la variation de divers facteurs : niveau sonore, entraînement de l'équipe. Enfin ils comparent l'« articulation » à l'intelligibilité, et les diverses techniques entre elles.

P. David.

L'énergie de la parole et sa mesure ; L.-J. Sivian, *Bell. Syst. Techn. Journ.*, 8, octobre 1929, 648-661.

Généralités sur la mesure de l'énergie des sons, qui peut être ramenée soit à la mesure d'une vitesse (disque de Rayleigh, microphone à fil chaud), soit à celle d'une pression (oreille, résonateurs, microphones à membranes).

Description d'un « indicateur de volume » et d'un « impulse meter », sortes de voltmètres à lampes, le premier mesurant les valeurs moyennes le second les valeurs de pointes.

Courbes montrant les résultats et la répartition de l'énergie soit dans le temps, soit dans le spectre des fréquences, soit suivant les opérateurs. Comparaison avec une musique (piano) et le bruit de la rue.

Digitized by Google

Téléphone : SÉGUR 73-44

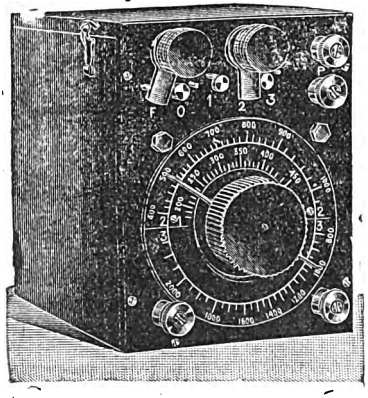
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e^)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

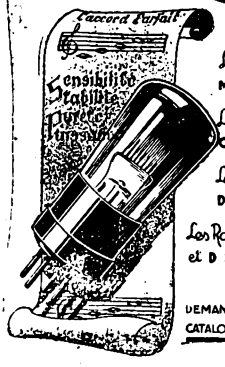
Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M40 et M X 40 sont SENSIBLES.

Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type D 9 et D 5 et les trigrilles D 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John-Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur.
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

En moyenne, sur de longues durées et en comprenant les intervalles de silence, la puissance de la voix humaine peut être prise égale à 10 microwatts, ce qui confirme des résultats antérieurs.

P. DAVID.

PROPAGATION — RAYONNEMENT

Réflexion des ondes électriques très courtes et des ondes sonores ; M.-J.-O. STRUTT. *El. Nachr. Techn.*, **7**, février 1930, 65-71.

Le rôle du sol dans la propagation des ondes est encore assez mal connu. La présente étude apporte sur cette question difficile des lumières nouvelles.

L'auteur a théoriquement démontré (*Ann. der Physik* I, 1929, p. 723 ; *Zts (Hochfr, Techn.* **34**, 2, 1929). Et autres travaux à paraître, « ce théorème d'une « simplicité surprenante » : à grande distance (10 fois la longueur d'onde, le champ peut être considéré comme résultant de la superposition du champ direct de l'antenne, et du champ réfléchi ; ce dernier semblant provenir de l'image de l'antenne dans le sol, mais multiplié par un coefficient de réflexion complexe F (qui dépend de la direction du rayonnement) ».

Il en résulte que si, en un point donné, on élève progressivement le récepteur au-dessus du sol, la différence de marche des deux rayonnements varie, donc aussi le champ résultant ; on observe des maximums et minimums dont la valeur peut servir à déterminer **F**, la conductibilité et la constante diélectrique ε.

C'est ce que l'auteur a vérifié expérimentalement, d'abord avec des ondes électriques de 1,42 m. de longueur (émission modulée ; réception par détection et amplification B.F.) ; il a trouvé sur sable sec, $F = 0{,}6$, $\varepsilon = 4$; sur terre humide, $F = 0{,}9$, $\varepsilon = 20$; la conductibilité est en général la même qu'en continu, sauf sur sol humide.

Résultats analogues avec des ondes sonores $f = 500$ p : s (émission par haut-parleur, réception par microphone) ; F varie de 0,5 à 0,91.

Des expériences curieuses sont signalées : l'une en ondes électriques consistant à humecter le sol sur une étroite bande ; l'autre en ondes sonores consistant à ménager, dans la paroi réfléchissante une fenêtre : celle-ci ne compte que pour les 9/10 de sa surface réelle, en raison de la diffraction.

P. DAVID

Sur la transmission des ondes courtes, T. NAKAGAMI, T. ONO, C. ANAZAWA, *Journ. Inst. El. Eng. Japan, Selected Pap.* N° **19**, juillet 1928.

Les auteurs ont fait divers essais de communications sur ondes courtes à grande distance.

Au Japon, les stations américaines sur 80 m. et surtout 40 m. sont audibles pendant plusieurs heures par jour.

Les stations européennes (Nauen, Sainte Assise), distantes de 9 000 km environ, peuvent également donner une réception commerciale pendant une dizaine d'heures. La meilleure onde à employer est aux environs de 25 m. (légèrement variable suivant l'heure et la saison)

Ces résultats sont bien d'accord avec les idées de Taylor (*Onde El.*, anal. mars 1927, p. 171). En revanche, diverses expériences faites à courte distance et dont les auteurs rendront compte ultérieurement, ont donné des zones de silence et des portées bien plus réduites que celles prévues.

P. DAVID

Enregistrement de parasites atmosphériques, JOSCHEK, *El. Nachr. Techn.*, **6**, septembre 1929, 341-349.

L'auteur s'est proposé de vérifier les résultats antérieurs et notamment ceux de M. Watt et Appleton.

Son dispositif comportait une antenne très fortement amortie ; les tensions induites, amplifiées par trois étages B.F. à résistances, étaient enregistrées par un oscillographe Siemens-Blondel. — Les expériences ont été faites à Halle en juillet 1927 et février 1928, et à Clausthall en décembre 1927.

Les résultats sont reproduits dans l'article, d'abord sous forme de relevés oscillographiques typiques, ensuite de tableaux statistiques.

Les perturbations sont classées d'après leur forme et leur sens : leur durée moyenne est de quelques millisecondes.

A part deux ou trois observations curieuses (influence des orages, d'une chute de neige — avantage du con-

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME - CAPITAL 3.000.000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

trepoids par rapport à la terre), il ne semble se dégager du travail aucune conclusion importante: Les résultats de W. Watt et Appleton sont à peu près confirmés.

P. DAVID.

Formules « asymptotiques » du rayonnement d'un dipôle; W. HOWARD WISE, *Bell. Syst. Techn. Journ.*, *8*, octobre 1929, 661-671.

Le rayonnement d'un dipôle placé sur un sol imparfaitement conducteur, a été étudié par Sommerfeld et von Hoerschelmann. Mais les approximations faites faussent les résultats en ce qui concerne le rayonnement dans des directions faisant un angle appréciable avec l'horizontale.

Le calcul a été repris sur des bases différentes par Strutt et Weyl. L'auteur le reprend encore une fois et obtient les mêmes résultats que ces derniers, mait simplement par une amélioration de la méthode de Sommerfeld. Il donne l'application particulière aux diagrammes polaires de trois exemples.

P. DAVID.

Sur les faisceaux d'ondes très courtes. S. UDA, *J. Inst. El. Eng., Japan, Sel. Pap.* n° **20**, juillet 1928, 1-17.

Nous avons déjà rendu compte (*Onde El.*, avril 1929, anal. p. 27), des travaux japonais sur les transmissions en ondes courtes dirigées. Le présent travail concerne particulièrement la théorie des antennes « réfléchissantes » et « directrices ». L'auteur montre qu'une antenne secondaire, placée en avant de l'antenne principale, peut, moyennant un désaccord convenable, renforcer le champ dans sa direction. Des groupements mixtes d'antennes permettent de former des réflecteurs « trigonaux » ou « polygonaux » dont le pouvoir directif est intéressant.

Tout ceci a été vérifié par l'expérience, les courbes relevées ayant même allure que les courbes calculées.

P. DAVID.

ÉMISSION

La production des ondes ultra-courtes par tubes électroniques. H.-E. HOLLMANN, *Zts. Hfr. Tech.*, **35**, janvier, février 1930, 21-27 et 76-80.

Les travaux sur ondes ultra-courtes se multiplient à tel point que l'auteur a dû refaire pour en tenir compte une nouvelle « conférence de documentation ». (Voir *O. E.* juillet 1929, p. 39 A). Il passe en revue d'une manière très complète les progrès de la question : ses propres travaux; les tentatives d'explication de Barkhausen, Tonks, etc.; les montages de Pierret (ondes, 18 cm.), de Potapenko (ondes jusqu'à 3,5 cm.); l'emploi du « magnétron »; enfin, les amorces d'applications pratiques. (La plupart de ces travaux ont été analysés dans l'*Onde Electrique*).

P. DAVID.

Le fonctionnement de l'oscillateur électronique dans un champ magnétique. H.-E. HOLLMANN, *El. Nachr. Techn.*, **6**, octobre 1929, 377-386.

Plusieurs auteurs ont étudié les oscillations électroniques produites dans un tube à trois électrodes soumis à un champ magnétique parallèle au filament. Le présent travail les complète et les discute.

Tout d'abord le champ magnétique permet d'augmenter la fréquence des oscillations Barkhausen-Kurz, et de les étendre au cas de la plaque positive; l'attraction de la plaque sur les électrons est contrariée par la courbure de leur trajectoire sous l'effet de ce champ.

Une influence analogue est observée avec les oscillations du type Gill Morrell; ce qui semble d'abord étonnant, puisque la fréquence de celles-ci dépend uniquement du système de fils de Lecher associé au tube. Mais l'auteur montre que l'explication en est dans le déplacement du domaine de ces oscillations, qui se trouvent remplacées par des oscillations mixtes.

En troisième lieu, le champ magnétique permet de passer des oscillations, précédentes à celles de fréquence multiple, dans l'intervalle grille-plaque seulement, ou dans l'intérieur de la grille seulement; enfin l'on peut retrouver les fonctionnements en magnétron proprement dit. On peut utiliser un champ magnétique faible (quelques centaines de gauss) pour moduler les oscillations Gill Morell et faire de la téléphonie.

L'article se termine par une bibliographie bien à jour. P. DAVID.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE — SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII^e^
Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C. Seine 206.183

SOCIÉTÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

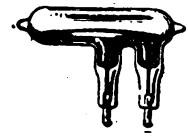
SRPI

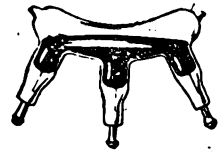
57, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

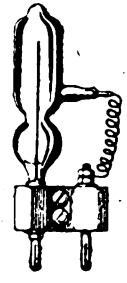
INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS

DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS







LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Téléphone { Wagram 94-37 Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

Théorie des « oscillations de Barkhausen »; H.-G. Möller, *Zts. Hfr. Techn.*, **34**, décembre 1929, 201-207.

Les oscillations électroniques de Barkhausen prennent naissance dans une lampe triode dont la grille est fortement positive et la plaque au potentiel du filament (ou légèrement négative). L'auteur estime que le mécanisme de cette « danse des électrons » est mal connu et en propose la théorie suivante :

1) Supposons les tensions continues ajustées de manière qu'une partie seulement des électrons arrivent sur la plaque, les autres retournant à la grille. La moindre variation de tension grille en fera varier la proportion ; le courant électronique atteignant la grille variera synchroniquement ; mais en raison du temps de parcours (aller et retour) des électrons entre grille et plaque, il pourra arriver, pour certaine fréquence, que cet effet soit sensiblement en opposition de phase avec sa cause c'est-à-dire que le courant grille augmente à l'instant où la tension grille est minimum : c'est évidemment la condition d'entretien des oscillations. L'auteur précise ce mécanisme, d'abord par un graphique permettant d'intégrer les accélérations, ensuite par un calcul.

2) Il fait intervenir d'autre part la charge d'espace créée par le flot d'électrons et montre que sa variation périodique joue le rôle d'un système oscillant ; c'est ce système qui détermine la fréquence, et les fils de Lecher associés, ne jouent que le rôle d'un secondaire. Diverses circonstances expérimentales confirment cette théorie — qui, si elle n'épuise pas le sujet, semble du moins contribuer à l'éclaircir.

P. David.

RÉCEPTION

Antenne couplée à un récepteur. — Répartition de l'énergie captée, Colebrook, *Exp. Wir.*, **7**, mars, 1930, 1929-140.

Sensibilité et sélectivité sont les facteurs à considérer dans l'étude de l'antenne couplée à un récepteur. L'auteur étudie successivement l'accord série et l'accord parallèle, surtout au point de vue sensibilité. Il montre les rôles différents de l'accord et du couplage de l'antenne, le couplage réglant l'échange d'énergie entre antenne et récepteur. Dans le cas de l'accord parallèle, il montre qu'il n'est pas toujours possible de réaliser le couplage optimum, et il indique une variante de montage permettant de le réaliser. Des courbes et résultats expérimentaux viennent appuyer ses conclusions.

Drapier.

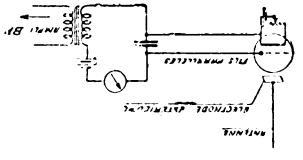
L'amplification en haute fréquence des ondes très courtes. W. Runge, *El. Nachr. Techn.*, **7**, janvier 1930, 30-33.

Contrairement à une opinion assez répandue, l'amplification des ondes courtes (jusqu'à 30.000 Kc, soit ($\lambda = 10$ m.) est possible en haute fréquence avec des lampes triodes de modèles courants. Mais il faut construire des circuits accordés aussi peu amortis que possible, c'est-à-dire dont la résistance-parallèle atteigne 30.000 ohms et plus ; éviter toutes pertes dans le montage et neutraliser très soigneusement les capacités parasites des lampes. Moyennant quoi l'on peut obtenir une amplification en tension de 600 (sur $\lambda = 10$ m.) à 10 000 (sur $\lambda = 40$ m.) avec 4 étages à transformateurs accordés.

L'auteur ajoute que l'emploi des lampes à grille-écran n'apporte pas d'avantage sensible, ce qui nous surprend.

P. David.

Amplification et détection des ondes très courtes par des diodes, Okabe (K.), *J. Inst. El. Eng. Japan, suppl.*, janvier-février 1929, 486-487, 28-29 et *Zs. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 3-6.

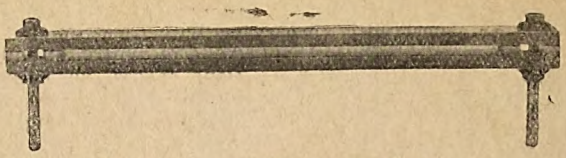


Le montage est reproduit par la figure.

On voit que les deux électrodes internes sont montées comme pour produire des oscillations du type « Bar-

Digitized by Google

QUARTZ PIEZO-ÉLECTRIQUES



Monture de précision — Monture pour grandes longueurs d'ondes — Monture normale

OPTIQUE ET PRÉCISION DE LEVALLOIS

86, Rue Chaptal, LEVALLOIS-PERRET — Tél. Carnot 32-05

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

CONSTRUCTEURS SPÉCIALISTES DE

Condensateurs

Société des Etablissements VARRET & COLLOT (S.E.V.C.)

CONDENSATEURS pour { **RÉCEPTION** } **Toutes capacités**
{ **EMISSION** } **Toutes tensions**

et Toutes autres Applications

REDRESSEMENT DU FACTEUR DE PUISSANCE

Bureaux et Ateliers : 7, rue d'Hautpoul, PARIS-XIXe :: Téléphone : Nord 69-73

Digitized by Google

kausen-Kurz » ; une troisième électrode externe est reliée à l'antenne.

Une variante est également décrite, dans laquelle cette troisième électrode est en série avec un détecteur à galène, aux bornes duquel se trouve le téléphone.

L'auteur estime que l'amplification « peut être considérée théoriquement comme analogue au cas de l'autodyne ordinaire » ; cependant, il confesse que cette amplification « est d'un type spécial ».

Le second article donne quelques détails supplémentaires, qui laissent pourtant planer sur le fonctionnement beaucoup d'incertitudes.

L'étude, continuée par UDA, a permis d'obtenir ultérieurement des portées de 30 km. sur ondes de 0 m. 45 ; cette suite sera publiée plus tard.

P. DAVID.

Théorie et construction des filtres passe - bande. G. RIDER. *Radio News*, août 1929, 140-141 et 172. Novembre 1929, 419 - 421, Décembre 1929, 526-527 et 574-577.

Les amateurs américains semblent porter un vif intérêt aux filtres passe-bande susceptibles d'être incorporés dans les récepteurs, pour améliorer leur sensibilité et leur sélectivité. L'auteur pense que l'emploi de ces filtres va se généraliser beaucoup. Il entreprend donc un petit cours à leur sujet.

Dans le premier article, quelques généralités ; dans le second, description de filtres rudimentaires constitués par deux circuits accordés-convenablement couplés et qu'on peut accorder simultanément. (Les courbes fournies par l'auteur auraient plus d'intérêt si l'échelle des ordonnées n'était pas vierge de toute graduation).

Dans le troisième, l'auteur aborde les filtres à plusieurs cellules, type Campbell ; il s'est inspiré (peut - être pas assez encore ?) de l'ouvrage de Johnson (voir *O. E.*, mars 1928, p. 20) ; il décrit un modèle de filtre convenable pour superhétérodyne (sans aucune courbe expérimentale).

P. DAVID.

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Généralités sur le service téléphonique transatlantique. MILLER (T.G.) *Journ. Am. Inst. El. Eng.*, **49**, février 1930. 107-109.

La radiotéléphonie transatlantique a été mise au service du public en 1927. Elle était d'abord réalisée sur ondes longues, entre New-York et Londres seulement, et pendant quelques heures par jour.

De grands progrès ont été faits depuis cette époque. La communication en ondes longues a été renforcée de de trois communications indépendantes sur ondes courtes ; le service a été étendu, d'un côté à tous les Etats-Unis, au Canada, à Cuba, Mexico, à une grande partie de l'Amérique du Sud ; de l'autre côté à l'Angleterre, à la France, à l'Espagne, à l'Allemagne, etc., de manière à relier ensemble 80 o/o des téléphones du monde entier ; d'autres extensions sont d'ailleurs prévues. Enfin le service est devenu permanent.

Aussi le nombre d'appels demandés va-t-il en croissant, atteignant 50 environ par jour ouvrable. Le tarif est de 45 livres pour 3 minutes de conversation entre New-York et Londres.

P. DAVID.

Réseaux de lignes pour la radiodiffusion nationale. A.B. CLARK, *Bell, Syst Techn. Journ.*, **9**, janvier 1930, 141-149.

La transmission simultanée d'un même programme par plusieurs stations reliées *par fils*, est très employée aux Etats-Unis : près de 50.000 km de lignes spéciales (aériennes) y sont utilisées chaque jour. L'auteur décrit la constitution de ce réseau, avec cartes et photographies ; il en indique les principales caractéristiques techniques.

P. DAVID.

Stations transmettrices de radiodiffusion ; phénomènes de propagation. E.L. NELSON, *Bell. Syst. Techn. Journ.*, **9**, janvier 1930, 121-140.

Intéressante revue des progrès faits aux Etats-Unis en radio-diffusion

Les émetteurs ont été améliorés à plusieurs points de vue ; dans les récents

Digitized by Google

Pour comprendre le vrai fonctionnement
des Appareils de T. S. F.

IL FAUT LIRE

J'AI COMPRIS LA T.S.F.!

Ce t ouvrage ne ressemble en rien aux autres manuels de ::: :: T. S. F :: :::

PAR
E. AISBERG
Ingénieur-Radioélectricien
AVEC PRÉFACE DU
Ct RENÉ MESNY
ILLUSTRÉ PAR
H. GUILAC

Cet ouvrage a été publié en Portugais, Tchèque, Bulgare, Esperanto et Roumain

Sous une forme originale et souvent amusante, utilisant des comparaisons inédites, écrit dans un langage clair, cet ouvrage met *à la portée de tout le monde* la théorie de la T.S.F.

Les débutants y trouveront la réponse à toutes les questions que soulève pour eux la radioélectricité.

Les amateurs expérimentés y verront éclairés d'un jour nouveau tous les problèmes de T. S. F. auxquels ils se sont heurtés.

VIENT de PARAITRE : 2e Edition. — Revue et corrigée

Notions élémentaires d'électricité. — La lampe de T.S.F. Selfs et condensateurs. — Hétérodyne. — Emission en télégraphie et téléphonie. — Récepteurs à galène. — Détection par lampe. — Réaction. — Amplificateur H.F. et B.F. — Le montage T.P.T. 8. — Le Superhétérodyne. — Le Neutrodyne

Un volume de 150 pages de grand format (18 x 23 cm.) de présentation très soignée avec dessins en marges.

PRIX : **15 Francs.** — Franco : **16,50.**

Étienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS-6e.

Digitized by Google

modèles, la fidélité est parfaite (à un décibel près ..) entre les fréquences 30 et 10.000 : la distorsion non-linéaire est très faible (harmoniques produits ne dépassant pas 5 o/o du fondamental); la profondeur de modulation a pu être portée à 100 o/o, moyennant que la modulation soit faite à faible puissance et seulement amplifiée au dernier étage; enfin l'emploi d'un maître-oscillateur à quartz permet de maintenir la fréquence constante à 50 cycles près. Le dernier point sur lequel il reste à gagner est la suppression des rayonnements sur harmoniques.

L'auteur décrit, avec photographies, deux types d'émetteurs satisfaisant à ces conditions, dont l'un de 50 kilowatts (antenne).

Au point de vue propagation, l'auteur rappelle quelques résultats récents sur l'importance des fréquences bien stables. Il souligne également la tendance croissante à l'augmentation des puissances mises en jeu; on admettait autrefois qu'un champ de 10 millivolts suffisait en ville; mais les auditeurs préfèrent encore 30 à 35 millivolts, et supportent sans se plaindre 300 à 500 millivolts par mètre. « Il est difficile de dire si cette tendance résulte d'un intérêt moindre pour les stations éloignées, d'une plus grande exigence de la qualité de reproduction par rapport aux bruits parasites, ou d'une combinaison de ces facteurs avec d'autres ».

Les campagnes doivent naturellement se contenter de beaucoup moins : 50 ou 100 microvolts; mais « il est très douteux que ces conditions soient acceptées encore longtemps ».

Enfin on améliore aussi le service en augmentant la hauteur des antennes : des pylônes de 100 m. ont été employés, et d'autres de 120 m. seront probablement construits sous peu.

P. DAVID

La nouvelle station de diffusion à ondes courtes de Huizen, A.J. HALL, *Wir. World*, **25**, 11 décembre 1929, 659-661.

Description du nouveau poste émetteur édifié en Hollande pour transmettre informations et concerts jusqu'aux Indes Néerlandaises.

La longueur d'onde est de 16 m. 88, obtenue à partir d'un quartz. La puissance totale appliquée aux lampes peut atteindre 130 kw. L'émetteur alimente un aérien projecteur dirigé.

P. DAVID.

Résultats de l'enquête faite à Berlin en avril 1929 sur les conditions de la réception de radio-diffusion. F. KIEBITZ, *El. Nachr. Techn.* **7**, avril 1929, 24-30.

Les services officiels et la Compagnie allemande de Radiodiffusion, ont procédé depuis avril 1929 à une vaste enquête auprès des auditeurs berlinois de radio-diffusion

Plus de *trois cent mille* y ont répondu; les renseignements fournis ont été dépouillés par des machines à statistiques, groupés par quartiers, et reportés sur des plans de la ville. Ils fournissent des renseignements psychologiques et même techniques intéressants. En voici quelques extraits.

Nous rappelons que Berlin est doté de trois stations d'émission locales; une à l'ouest (Witzleben, 419 m.), une dans la banlieue sud-est (Koenigswusterhausen, 1649 m.), enfin une toute récente à l'est (Boxhagener Str.)

Cette répartition semble tout à fait favorable à l'écoute des stations locales avec des appareils simples : et en effet, 97,6 o/o des auditeurs déclarent écouter principalement Berlin, 24 o/o même sur simple galène. Encore se plaignent-ils très souvent (80 à 100 o/o au centre de la ville) des perturbations locales : tramways, appareils médicaux, postes à réaction, etc.

La réception des stations lointaines a non seulement toujours à compter avec ces perturbations », mais en outre avec les émetteurs locaux, aussi est-elle déclarée « possible en permanence » par 8,8 o/o seulement des auditeurs.

Une statistique analogue sera prochainement étendue à l'Allemagne entière.

P. DAVID.

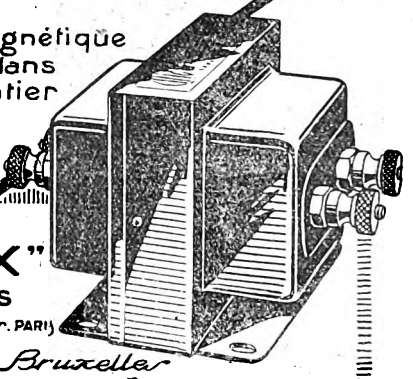
Détermination d'une position par trois relèvements radiogoniométriques, P. DUCKERT, *El. Nachr. Techn* **7**, janvier 1930, 15-18.

Il est d'usage, pour déterminer la position d'un navire, de le faire goniométrer par trois stations et de tracer sur la carte les relèvements obtenus. On a tendance à considérer comme bonne l'opération, si le triangle d'erreur (« chapeau ») obtenu est petit, et

Digitized by Google

LES TRANSFORMATEURS CROIX

en carter non magnétique
se vendent dans
le Monde entier
500.000
en service

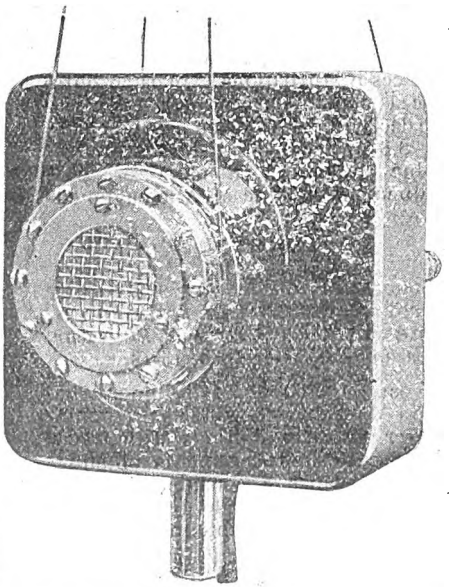


CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES "CROIX"
3, rue de Liége - PARIS
Télég: Rodisolor. PARIS

AGENCES à : Amsterdam, Bruxelles
Budapest, Copenhague, Lisbonne, Londres
Prague, Oslo, Stockholm, Varsovie, Vienne, Zurich

Publicité G. Cordonnier

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



Système
" JENKINS & ADAIR "
pour
radiodiffusion
de " Haute Qualité "

Établiss^ts G. I. KRAEMER
16, rue de Chateaudun
ASNIÈRES
(SEINE)

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

Digitized by Google

à situer l'emplacement exact au centre de ce triangle. Or cela est « fondamentalement faux », surtout lorsque le navire et trois stations sont sensiblement sur le même cercle. On obtient une meilleure précision en admettant que les erreurs dues aux phénomènes météorologiques ont la même valeur pour les trois stations, et en corrigeant les relèvements lus de valeurs égales jusqu'à obtenir la disparition du triangle d'erreur. Cela peut se faire mécaniquement.

P. DAVID

Les communications par rayonnement hertzien et infra-rouge, F. SCHROTER, *El. Nachr. Techn.*, **7**, janvier 1930, 1-14.

Le domaine des ondes ultra-courtes et quasi optiques, offre actuellement des possibilités intéressantes pour les communications à faible distance. L'auteur rappelle les principaux travaux et les résultats obtenus dans la gamme de longueurs d'onde de l'ordre du décimètre (rayonnement hertzien) et dans celle du micron (rayonnement infra-rouge). Il donne quelques photographies et schémas d'appareils et une bibliographie sommaire.

P. DAVID

Influence du pas d'exploration dans la transmission des images, P. ARENDT, *El. Nachr. Techn.*, **7**, février 1930, 72-78.

Discussion de la netteté obtenue dans les reproductions phototélégraphiques, suivant la finesse de la « trame » de décomposition de l'image, et l'usage auquel on destine celle-ci ; des exemples sont reproduits.

En général, pour des journaux illustrés, la transmission des clichés de 13×18 ou 18×26 cm, nécessite une décomposition en 10^6 ou 5.10^6 éléments ; cela correspond à peu près à 5 explorations par millimètre.

P. DAVID.

Digitized by Google

La T. S. F.

en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — **ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.**, par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . 9 »

II. — **PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES**, par le Cᵗ METZ. Prix . . . . . 9 »

III. — **MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES ONDES**, par M. MESNY 7 20

IV. — **LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES**, Théorie et applications, par M. JOUAUST. 7 20

V. — **RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES**, par M. CLAVIER. . . . . 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter 0.75 *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Théorie des tubes diodes et leur emploi comme générateurs d'oscillations à très basse fréquence; Yogi Ito, *Zs. Hfr. Techn.*, **35**, janvier 1930, 12-20 et février 1930, 67-75.

Le courant filament-plaque d'un tube diode peut être contrôlé par la variation du courant de chauffage. Assurément cette action est lente et exige une certaine puissance; mais elle est utilisable.

L'auteur en fait une théorie fort curieuse et détermine les éléments fondamentaux du tube ainsi employé : amplification, pente... Il montre qu'on peut s'en servir comme amplificateur, détecteur, et même comme générateur; dans ce dernier cas il étudie les modes de couplage possibles entre la plaque et le filament (il faut, bien entendu, des self-inductions ou transformateurs à fer relativement puissants).

La gamme des fréquences ainsi produite est tout à fait nouvelle : au maximum, quelques centaines de périodes par seconde; au minimum quelques *centièmes* de périodes par seconde, par exemple une période par 20 secondes.

P. David.

Ondes entretenues ultra-courtes, K. Kohl. **Les ondes ultra-courtes en aéronautique,** A. Fassbender. **Importance des ondes très courtes en radio-communications,** H. Hahnemann. **Discussion,** Wagner, Esaü, Zchliephake, Meissner, etc., *El. Nachr. Techn.*, **6**, 1929, p. 354 374.

La Société Henri-Hertz a organisé le 12 mars 1929 une « journée des Ondes courtes » où furent présentés ces trois rapports. Un quatrième rapport du Pr Esaü sera publié ultérieurement

Dans le premier, K. Kohl rappelle le principe des montages générateurs d'ondes inférieures au mètre, par oscillations électroniques.

Il montre que les ondes de 14 cm. permettent la répétition très facile des expériences classiques de l'optique : réflexion, réfraction, etc. : il signale avoir obtenu des portées appréciables (1.400 m.).

Le second article concerne les ondes de 2 à 3 m. de longueur. H. Fassbender résume une série de recherches sur leur emploi en aéronautique. En particulier, la loi de propagation sensiblement rectiligne de ces ondes se trouve vérifiée, par la relation expérimentale observée entre la hauteur de l'avion et la portée limite. — Aux distances de l'ordre d'une centaine de kilomètres, on ne constate aucun « rayonnement d'espace » ni aucun phénomène d évanouissement. L'auteur estime que ces ondes sont susceptibles de rendre des services à la navigation aérienne (communication entre avions, manœuvres d'ensemble, phares et faisceaux d'orientation).

Enfin, dans un troisième rapport, Hahnemann discute la classification et l'emploi des gammes distinctes d'ondes courtes; il complète les expériences de Kohl.

Une discussion assez nourrie succède aux rapports. Le Dr Schliephake signale l'effet physiologique des ondes courtes : tantôt bienfaisant sur certaines maladies (tuberculose notamment) des animaux, tantôt nuisible sur le système nerveux des opérateurs (?) : le Pr Esaü mentionne qu'un prétendu effet de ces ondes sur les nerfs optiques est tout à fait illusoire. — D'autre part, et en contradiction absolue avec les rapports précédents, le Pr Meissner affirme que la loi de propagation quasi rectiligne n'est pas absolue pour les ondes très courtes. Entre pylônes peu élevés, des portées de 200 km. ont été observées, et même des portées de plusieurs milliers de kilomètres *dans le sens nord sud* (mais *non* dans le sens est ouest).

P. David.

Digitized by Google

Téléphone : SÉGUR 73-44

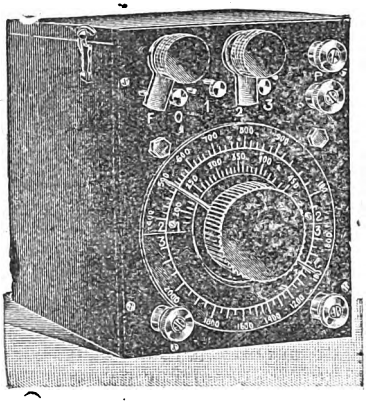
PER

R. C. Seine 22-262

LA · PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...

Les oscillatrices M40 et M X 40 sont SENSIBLES

Les moyennes fréquences C9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type D9 et D 5 et les trigullard D9 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 19 6-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

Une théorie générale de l'amplification et du « redressement » par tubes électroniques ; NIKOLAUS VERMES, *Ann. der. Phys.*, **7**, 1930, 943-970.

A une variation instantanée de_g de la tension grille correspond, dans une triode, une variation de_a de la tension filament-plaque et, si ces variations sont suffisamment petites, on peut considérer de_a comme une fonction quadratique de de_g :

$$de_a = c_1 de_g + c_2 (de_g)^2 ;$$

c_1 est dit facteur d'amplification, c_2 facteur de redressement (détection). Dans une première étude, essentiellement théorique, l'auteur calcule les coefficients c_1 et c_2, en fonction des données de la lampe et des caractéristiques du circuit extérieur. Supposant que les circuits plaque et grille ne renferment que des résistances ohmiques r_a et r_g, il définit, tout d'abord, les caractéristiques dynamiques d'anode et de grille, sur le plan (e_g, e_a) comme la projection, sur ce plan, des courbes d'intersection de la surface caractéristique d'anode $i_a \equiv a\ (e_g, e_a)$ (ou caractéristique de grille $i_g = g\ (e_g, e_a)$ par le plan

$$\frac{E_a - e_a}{r_a} = i_a \quad \left(\text{ou} \quad \frac{E_g - e_g}{r_g} = i_g\right).$$

E_a et E_g désignant les tensions fixes appliquées sur l'anode et la grille. Ces deux caractéristiques dynamiques se rencontrent dans le plan c_g, c_a en un point, dont les coordonnées « e_a », « e_g », sont les valeurs statiques de la tension d'anode et de la tension de grille, valeurs auxquelles correspondent les intensités statiques « i_a » et « i_g ».

L'auteur calcule ensuite, à partir d'un régime d'équilibre déterminé de la triode, la variation de_a correspondant à une variation de_g appliquée dans le circuit grille. Il néglige dans les développements des calculs, les différentielles d'un ordre supérieur au second, ce qui revient à assimiler les caractéristiques dynamiques à des coniques. Mais, pour pousser plus avant le calcul, il confond, en outre, pour $de_a = 0$, la caractéristique d'anode avec son cercle de courbure, et la caractéristique de grille avec sa tangente. Les coordonnées de l'intersection du cercle et de la droite donnent la valeur de_a cherchée, et par conséquent les deux coefficients c_1 et c_2. Ce calcul permet d'établir :

que le facteur d'amplification décroît lorsque la résistance de grille augmente ; pour $r_g = 0$, on retrouve la formule connue de Schottky-Barkhausen

$$c_1 = -\frac{1}{D}\,\frac{r_a}{r_a + R r_a}$$

$$\left(D = -\frac{\partial e_g}{\partial e_a} \quad R i_a = \frac{\partial e_a}{\partial i_a}\right).$$

que le facteur de redressement est la *somme* de deux termes, l'un correspondant au redressement (détection) par l'anode, l'autre au redressement (détection) par la grille. Le facteur de redressement anodique est proportionnel à la projection du rayon de courbure de la caractéristique dynamique d'anode sur l'axe e_g, le facteur de grille croît avec les deux dérivées partielles de i_g.

que le facteur de redressement est fonction du facteur d'amplification et croît avec lui.

Vermes montre enfin que, dans le cas d'une oscillation modulée, la détection fait apparaître l'harmonique 2 de l'onde porteuse, l'harmonique 2 de l'onde de modulation, l'harmonique 2 de la porteuse, modulée par l'onde de modulation et par son octave.

Dans une deuxième partie expérimentale, l'auteur *calcule* d'abord les facteurs c_1 et c_2 d'après des mesures détaillées sur les familles de caractéristiques, puis détermine *expérimentalement* ces mêmes coefficients par des mesures de de_a pour un de_g connu. Les résultats, répartis en de nombreux tableaux, sont en concordance étroite avec les résultats déduits de formules théoriques et présentent, notamment pour c_2, un degré d'approximation nettement supérieur à celui fourni par les formules de Schottky, Barkhausen ou Groeneveld-Pol-Posthumus.

P. LABAT.

MESURES

Sur la théorie de l'analyse harmonique au moyen d'une fréquence variable. SALINGER, *El Nachr. Techn.*, **6**, août 1929, 293-302.

Un certain nombre d' « analyseurs harmoniques » utilisent le principe suivant : la vibration électrique complexe est détectée en même temps qu'un courant auxiliaire *parfaitement sinusoïdal* de fréquence variable F ; le « batte-

Digitized by Google

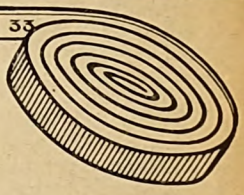
POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33



"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME - CAPITAL 3.000.000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

ment » obtenu traverse un filtre passe-bas de frontière f — Dès lors, chaque fois que F, dans sa variation, passe au voisinage d'une des composantes de la vibration complexe (à $\pm f$ près), le battement traverse le filtre, et son amplitude mesure cette composante.

L'auteur discute la théorie de cette méthode. Il montre :

a) que les composantes à analyser doivent être séparées par des intervalles supérieurs à f (ce qui est presque évident) ;

b) que la variation de F doit être assez lente, et inférieure à la limite $\frac{f^2}{16}$,

c) que, sous cette forme du moins, la méthode ne peut s'appliquer aux sons irréguliers comme la parole.

P. David.

L'ionisation dans l'atmosphère de Mars ; E.-O. Hulburt, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, septembre 1929, 1523-1527.

L'auteur admet que l'atmosphère, à la surface de Mars, est formée pour 1/5 d'oxygène, pour 4/5 d'autres gaz (azote, etc...). Il calcule la variation avec l'altitude de cette composition, comme il est fait pour l'atmosphère terrestre par application de la loi de diffusion des gaz et de la loi de la pesanteur.

Il trouve que la densité électronique, l'ionisation de l'atmosphère de Mars, étant provoquée par la lumière ultraviolette solaire, a, en été, une valeur maxima de $1{,}1 \times 10^5$ électrons par cm^3, à une altitude de 440 km au-dessus de la surface de la planète, et en hiver, une valeur maxima de $0{,}55 \times 10^5$ électrons / cm^3, à une altitude de 310 km.

Les étendues des zones de silence pour des ondes de 100 m, 80 m, 60 m et 50 m, sont, en été, respectivement de 0.730, 1410 et 2240 kms. On doit remarquer que les zones de silence se manifestent, sur Mars, pour des ondes pour lesquelles elles ne se produisent plus sur la terre : cela tient à ce que le maximum de densité électronique, est inférieur à la quantité correspondante dans l'atmosphère terrestre, à ce qu'il est situé à une altitude supérieure, et à ce que le rayon de Mars n'est que de 3370 kms, le rayon terrestre étant de 6370 kms. La nuit, ou en hiver, l'étendue des zones de silence est encore supérieure. Si bien que l'onde la plus courte pour une communication radiotélégraphique sûre, à grande distance, à la surface de Mars, serait de 47 m environ, la bande de 50 m - 120 m, paraissant la bande d'ondes courtes la plus favorable aux radio communications.

Les ondes longues conservent sur Mars, toute leur efficacité.

Tous ces résultats supposent qu'il n'existe pas de champ magnétique sur Mars.

L'onde la plus longue capable de traverser sans absorption notable, l'atmosphère ionisée de Mars est de 100 m environ en été, de 140 m, environ en hiver. De telles ondes traversent difficilement l'atmosphère terrestre, même aux heures les plus avancées de la nuit. Il apparaît donc que pour une liaison Terre-Mars, il faille avoir recours à des ondes de longueur quelque peu inférieures à 100 m. Mais conclut Hulburt, de par les mauvaises conditions d'utilisation de telles ondes sur Mars, il est probable qu'il n'existe pas sur cette planète de station susceptible de recevoir de telles ondes et, en tous cas, il faut être un expérimentateur très optimiste pour envisager le succès d'une liaison radioélectrique entre la Terre et Mars.

P. Labat.

PROPAGATION — RAYONNEMENT

Propagation des ondes de l'émetteur allemand Deutschland ; F. Kiebitz, *El. Nachr. Techn.*, **6**, août 1929, p. 303-306.

Etude expérimentale sur la distribution du champ de la station de radiodiffusion de 30 Kw. — Carte donnant la répartition de l'énergie dans un rayon de 100 km.

P. David.

Influence des propriétés du sol sur le rayonnement des antennes. — *3e Partie : Calcul en deuxième approximation.* — M.-J.-O. Strutt, *Ann. der. Phys.*, **4**, 1930, 1-16.

Les formules de rayonnement d'un dipôle, électrique ou magnétique, horizontal ou vertical fournissent, si on

Digitized by Google

ANNÉE 1930

VIENT DE PARAITRE

4e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéresse, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réuni dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions.

Liste des Postes Émetteurs Européens avec longueur d'ondes et manière de les identifier.

La liste des marques déposées, des Membres du R E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T.S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

s'arrête aux termes en $\frac{1}{R}$ une valeur suffisamment rigoureuse de champ à grande distance R de l'émetteur.

Mais elles ne sauraient donner que des valeurs approchées pour de courtes distances; les termes en $\frac{1}{R^2}$ ne sont plus négligeables, dans ce cas, et constituent même les termes essentiels dans le calcul des champs, pour un rayonnement faisant un angle très petit avec la surface du sol.

L'auteur se propose de comparer, à des distances de quelques longueurs d'onde du dipôle émetteur et pour différentes valeurs des angles d'émission, l'importance relative des termes en $\frac{1}{R}$ et $\frac{1}{R^2}$ dans les formules de rayonnement.

Abandonnant, à cause de leur manque de généralité, les hypothèses et la méthode de calcul de Sommerfeld, qui n'envisageait que des dipôles situés à la surface du sol et supposait *à priori* des petits angles de rayonnement, il applique à la détermination des champs rayonnés par un dipôle, placé à une altitude quelconque, la méthode d'intégration asymptotique de Laplace.

Un premier calcul lui permet de déterminer — en s'arrêtant aux termes en $\frac{1}{R^2}$ — les fonctions potentielles, successivement pour un dipôle vertical et un dipôle horizontal. Ces fonctions supposent que l'altitude du dipôle au-dessus du sol est au moins de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, mais que cette altitude et la longueur d'onde sont très petites, eu égard à la distance émetteur - récepteur. Elles tiennent compte des deux ondes parvenant au récepteur, onde directe et onde réfléchie par le sol, celui-ci intervenant par sa conductibilité et sa constante diélectrique.

Dans un deuxième calcul, l'auteur déduit des fonctions potentielles correspondantes, l'intensité des champs électrique et magnétique pour un dipôle vertical et un dipôle horizontal, en premier lieu en se bornant aux termes en $\frac{1}{R}$, puis en considérant les termes en $\frac{1}{R^2}$.

Il donne, dans des tables, pour différentes valeurs du cosinus de l'angle de rayonnement, $n^2 = 4$, et les deux altitudes o et $\frac{\lambda}{4}$ du dipôle, les valeurs numériques de l'intensité du champ à une distance 10 λ de l'émetteur.

Qu'il s'agisse d'un dipôle électrique ou magnétique, vertical ou horizontal, les conclusions de cette étude sont identiques :

L'erreur relative commise en se limitant, dans le calcul, aux termes en $\frac{1}{R}$ est maxima pour un rayonnement faisant un angle très petit avec le sol, et cela quelle que soit l'altitude du dipôle. Pour un rayonnement tangent, par exemple, cette approximation donne, pour la composante du champ parallèle au sol et perpendiculaire à la direction émetteur-récepteur dans le cas du dipôle vertical, pour la composante normale au plan perpendiculaire à l'axe du dipôle, si celui-ci est horizontal, une intensité nulle; mais le calcul poussé jusqu'au terme en $\frac{1}{R^2}$ donne des valeurs finies de cette intensité.

Cette erreur relative diminue d'ailleurs rapidement, avec des angles de rayonnement, croissants à partir du sol.

Il faut remarquer que la méthode d'intégration de Laplace ne s'applique plus pour de grandes valeurs de n^2, c'est-à-dire pour un sol très conducteur.

L'auteur signale enfin, sans préciser, l'intérêt que présente l'évaluation des termes en $\frac{1}{R^2}$ dans l'expression des champs rayonnés, au voisinage du dipôle émetteur, pour la prédétermination des antennes d'émission.

P. Labat.

ÉMISSION

Oscillations dans les triodes à grille positive. — M.-J.-O. Strutt, *Ann. der. Phys.*, **4**, 1930, 17-32.

L'auteur rappelle que, de par leur procédé de génération, les oscillations à très haute fréquence appartiennent :

- Soit au type Barkhausen-Kurz et alors leur fréquence est seulement fonction des tensions appliquées.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE — SiliS — SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. Anjou 10-99 Inter. . 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII[e]
Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C Seine 206.183

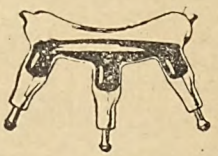
SOCIETE DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

SRPI

57, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS



DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS

Téléphone { Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLEVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

— Soit au type Gill Morel et alors leur fréquence dépend aussi du système de fils de Lecher couplé à la triode oscillante.

Dans ce dernier cas, on observe, pour un montage déterminé, qu'à des tensions positives de grille croissantes, correspondent des domaines d'oscillation, nettement séparés par des domaines de régime non oscillant. Pour toutes les valeurs de tension-grille d'un domaine d'oscillation, la longueur d'onde reste constante, mais elle varie d'un domaine à l'autre. En aucun cas, elle ne vérifie la relation de Barkhausen

$$V_g \lambda^2 = \text{Cste}.$$

Hollmann avait déjà observé que cette relation ne se trouvait vérifiée, dans le montage de Gill-Morel, que pour une certaine longueur des fils de Lecher, couplés au système oscillant, tandis que pour d'autres longueurs, la longueur d'onde suivait la relation $\lambda =$ constante pour V_g variable.

Strutt — qui critique en particulier les théories de Hollmann — décrit une série d'expériences, qui ont pour objet de montrer :

— Qu'à tension de chauffage constante, dans chaque domaine d'oscillation, la longueur d'onde λ reste constante.

— Que dans des conditions convenables, pour une tension de chauffage variable, la longueur d'onde des oscillations produites peut suivre la loi de Barkhausen

— Qu'enfin, il ne saurait y avoir de différence de nature et de propriété entre les oscillations de Barkhausen et celles de Gill-Morel, les résultats particuliers obtenus par Hollmann avec ces dernières n'étant que les résultats ordinaires de la théorie des circuits couplés.

Dans ses expériences, Strutt utilise une lampe Philipps TA 0810, dont il donne les constantes de construction ; cinq lampes du même type ont fourni des résultats comparables.

Un essai avec une lampe de diamètre anodique plus faible — 8mm, 7 au lieu de 13mm, 6 — a montré que, dans le premier domaine d'oscillation, une diminution du diamètre anodique *augmente* la λ, contrairement aux conséquences théoriques des formules de Barkhausen et de Scheibe.

Le premier domaine d'oscillation se produit *constamment* pour les valeurs de la tension-grille, correspondant au début du courant de saturation de grille. Dans ce même domaine, et pour la lampe TA 0810, l'intensité des oscillations est maxima pour une tension-plaque de + 2v (rapportée au — du filament).

Autre observation : une modulation (500 p:s) ne modifie pas qualitativement et modifie très peu quantitativement les résultats.

Si l'on fait varier la tension de grille, à tension de chauffage constante, les maxima d'intensité, dans chaque domaine d'oscillation correspondent à des tensions en progression géométrique :

	V_g	λ
1er maximum	90v	120 cms
2e —	180v	46 —
3e —	360v	17 —
4e —	720v	17 —

De la constance de la longueur d'onde dans les deux derniers domaines d'oscillation, malgré des tensions de grille très différentes, on peut déduire que les oscillations correspondantes sont conditionnées par les dimensions du tube (résultat connu).

Les domaines d'oscillation s'étendent chacun sur plusieurs dizaines de volts, et à leur intérieur, la relation de Barkhausen reste en défaut. Si Hollmann a pu dire qu'elle demeurait vérifiée, c'est qu'il faisait, pour chaque tension de grille, varier la tension de chauffage, de manière à atteindre un maximum d'intensité des oscillations : cette variation du chauffage produit une modification de la longueur d'onde, qui obéit alors à la loi de Barkhausen. Si bien que les résultats de Hollmann correspondent à deux phénomènes différents.

— Constance de la longueur d'onde pour une tension de grille variable.

— Variabilité de la longueur d'onde avec la tension de chauffage.

Dans une deuxième série d'expériences, en faisant varier la longueur des fils de Lecher couplés au système oscillant, Strutt reproduit les résultats classiques de la théorie du couplage d'un circuit oscillant avec un oscillateur à lampe.

Si le passage par l'accord du système de fils de Lecher ne produit que de faibles variations de l'intensité des oscillations primaires, la longueur d'onde reste constante. Dans le cas contraire, il se produit des sauts de fréquence, la longueur d'onde restant constante avant et après le saut. — Ce saut de fréquen-

Digitized by Google

Vient de paraître :

LA TÉLÉVISION

VOLUME I

Collection des années 1928 et 1929 de **LA TÉLÉVISION** composée de 13 premiers numéros de cette revue (octobre 1928 — décembre 1929) réunis sous une élégante couverture.

208 PAGES

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

Appareillage Marconi pour la phototélégraphie (Nouvel), par le Dr *F. Noack*.
Avenir de la télévision (L'), par *David Sarnoff*.
Cellules photo-électriques associées aux amplificateurs (Récentes applications des), par *P. Toulon*.
Cellules photo-électriques, par *S.-S. J.*
Chronique de la télévision.
Cinématographe sonore (Le), par *P. Hémardinguer*.
Cinématographe sonore est une invention française (Le), par *E. Aisberg*.
Cinéphone (Le), par *E. Boyer*.
Dispositif de télévision et de téléphonie privées (Un).
Dispositif expérimental de phototélégraphie bilatérale (Comment établir facilement un), adapté par *E. A.*
Fabrication des cellules photo-électriques, par *S. Marmor*.
Film sonore de la Tobis (Le), par le Dr *F. Noack*.
Film sonore Gaumont-Petersen-Paulsen (Le), par le Dr *F. Noack*.
Fultographe (Le), par le Dr *F. Noack*.
Gramophone émetteur d'images (Le), par le Dr *F. Noack*.
Merveilles des cellules photo-sensibles (Les), par *E. Aisberg*.
Noctovisor (Le), par *E. Aisberg*.
Optique pour tous (L'), par *P. Lugny*.
Pannes d'un récepteur d'images.
Persistance des impressions rétiniennes au cinéma et dans la télévision (La), par *A.-G. Genet*.
Phototélégraphie d'amateur (La), par *R. Mesny*.
Phototélégraphie Siemens-Karolus à transmission par fil (Le système de), par le Dr *F. Noack*.
Principes fondamentaux de la phototélégraphie et de la télévision (La transmission d'images à la portée de tous), par *E. Aisberg*.
Procédé de télévision Karolus (Le), par le Dr *F. Noack*.
Procédé de télévision Karolus (Un Nouveau), par le Dr *F. Noack*.
Procédé phototélégraphique Telefunken Karolus (Le), par le Dr *F. Noack*.
Réalisation pratique d'un récepteur d'images, par *G. Teyssier*.
Récepteur d'images presque à la portée d'un débutant (Un), par le *Laboratoire du Radio-Club de Roubaix*.
Reproducteur d'images électrolytique (Le), par le Dr *F. Noack*.
Stéréocinéma et le film en relief (Le), par *A.-G. Genet*.
Système phototélégraphique français de M. Edouard Belin (Un), par *E. Aisberg*.
Système phototélégraphique Ranger, par le Dr *F. Noack*.
Système phototélégraphique « Rayphoto » (Le).
Télécinéma Téléhor de Mihaly, par le Dr *F. Noack*.
Télévision ? C'est épatant ! (La), par *A. Boursin*.
Tom Fan nous écrit d'Angleterre, par *Tom Fan*.
Tom Fan nous écrit de Londres et de Berlin, par *Tom Fan*.

PRIX DU VOLUME BROCHÉ : **20** Fr. ; Franco : **21** Fr.

E. CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine
PARIS VI^e^

Chèques Postaux : - PARIS 53-35 -

- - Téléphone - - LITTRÉ 47-49

Digitized by Google

ces se produit pour des longueurs différentes des fils de Lecher, suivant le sens de déplacement du pont sur les fils.

Ces sauts de fréquence ne se produisent qu'avec les oscillations des premier et deuxième domaines : ceci prouve encore que les oscillations des troisième et quatrième domaines correspondent à un autre mécanisme d'oscillation.

Il faut noter que pour $\lambda = 120$ cm, l'intensité maxima d'oscillation était supérieure à 100 mA, elle était supérieure à 10 mA pour $\lambda = 17$ cms : la grille dissipait alors une énergie de 25 watts et cela de longues heures durant.

De nombreux graphiques éclairent cette étude.

P. Labat.

RÉCEPTION

Théorie des amplificateurs neutralisés; R Feldtkeller, *Zs. Hfr. Techn*, **35**, février 1930, 45-55.

Généralisation du principe de la neutralisation, au cas d'un amplificateur complexe à plusieurs étages.

Si une composante parasite est ramenée de la sortie vers l'entrée par des couplages quelconques, il est toujours théoriquement possible de la compenser par un quadripôle convenable.

En particulier un étage à transformateur, en tenant compte de toutes les capacités entre électrodes, des fuites et des pertes, peut être neutralisé d'une manière complète et indépendante de la fréquence, si l'on dispose entre les grilles des deux lampes successives, un circuit de neutralisation comprenant self induction, capacité et résistance. L'auteur en fait le calcul complet et détermine en outre l'amplification de l'étage ainsi monté ; il indique comment proportionner les éléments pour la rendre régulière.

Cette vue fort intéressante est malheureusement purement théorique, et l'auteur ne mentionne aucune expérience la confirmant.

P. David.

Note sur la stabilité des amplificateurs haute fréquence neutralisés; Nelson (J. R.), *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, janvier 1930, 8894.

Nous avons déjà rendu compte (*Onde El.*, analyses, juillet 1929, p. 40A) d'un travail de l'auteur sur la stabilité des amplificateurs à résonance.

La condition établie était la suivante :

Considérons un tube, ayant pour « conductance mutuelle » g_m (quotient du coefficient d'amplification k par la résistance interne ρ). Supposons-le monté en étage à résonance donnant, sans réaction, l'amplification A_0, sur la pulsation ω. Maintenant tenons compte de la capacité interne C_0 entre grille et plaque : elle produit une réaction, et l'accrochage des oscillations est possible, dès que A_0 dépasse la limite « de stabilité » :

$$\sqrt{\frac{2g_m}{\omega C_0}}.$$

Si, au lieu d'un étage, il y en a successivement n associés, la limite de stabilité devient :

$$\sqrt{\frac{2g_m}{n\omega C_0}}.$$

L'auteur rappelle ces résultats et se propose de les appliquer au cas des étages à transformateur neutralisés. Il montre que la neutralisation exacte de la capacité C_0 est d'autant plus délicate à obtenir (par suite, les changements de tube risquent d'autant plus de la dérégler), que le rapport g_m / C_0 est plus petit.

Il y a donc intérêt à calculer ce rapport pour les différents tubes et à employer ceux pour lesquels il est le plus grand.

P. David.

Contribution à l'étude de la fidélité dans les transformateurs basse fréquence ; H. Kafka, *Zs. Hfr. Techn.*, **35**, février 1930, 56-60.

L'auteur reprend la théorie de l'étage basse fréquence à transformateur en tenant compte des fuites et des pertes. Un calcul adroitement mené lui permet de caractériser l'amplification, en fonction de la fréquence, par un coefficient relativement simple. Il en fait l'application au transformateur Philips. Il cherche ensuite l'influence d'une résistance ajoutée entre les bornes du secondaire.

P. David

Sur l'audibilité des distorsions; W. Janovski, *El. Nachr. Techn.* **6**, novembre 1929, p. 421-439.

Digitized by Google

Ingénieurs - Techniciens
Constructeurs - Amateurs

doivent lire

LA TÉLÉVISION

Première Revue française de phototélégraphie et de télévision

PARAISSANT DEPUIS OCTOBRE 1928

LES PROBLÈMES SUIVANTS :

Principes théoriques de la transmission des images. — Différents systèmes pratiques de phototélégraphie et de télévision. — Applications de la cellule photo-électrique. — L'appareillage français. — Le cinématographe sonore. — Chronique de la télévision, etc...

Y SONT TRAITÉS PAR :

MM. le Gal G. Ferrié. — Cdt R. Mesny. — R. Jouaust. — Pierre David. — Dr F. Noack. — Pierre Toulon. — P. Graugnard. — A. G. Genet. — H. Piraux et autres collaborateurs de choix.

RÉDACTEUR EN CHEF : **E. AISBERG**

PRIX D'ABONNEMENT :

(12 Nos brochés en 6 cahiers)

FRANCE et COLONIES		25 Fr.
ETRANGER.	Tarif faible.	30 Fr.
	Tarif fort	35 Fr.

E. CHIRON, Editeur, 40, Rue de Seine, PARIS (VIe)

Chèques Postaux : Paris 53-35 — Téléphone : Littré 47-3

Digitized by Google

Importante contribution à l'étude de la « distorsion non-linéaire » et de ses fâcheux effets.

On sait que la distorsion non-linéaire consiste en ceci, qu'une vibration sinusoïdale pure $I_1 \sin \omega t$ traversant un système, se trouve déformée, avec apparition d'harmoniques : I_2 de pulsation 2ω, I_3 de pulsation 3ω, .. etc. Cette distorsion se mesure par le rapport

$$k = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1}$$

appelé « coefficient de cliquetis (« Klirrfaktor ») (voir *O E.* analyses février 1928, p. 11-A).

L'auteur s'est proposé de déterminer les effets physiologiques de cette distorsion suivant les valeurs de k. La question est très complexe.

Il faut d'abord établir un dispositif permettant de faire subir à la vibration en étude, une distorsion donnée et connue. Ceci est obtenu électriquement par une lampe amplificatrice, dont on utilise une portion de caractéristique plus ou moins courbe.

Il faut ensuite étalonner un système écouteur-oreille ; divers résultats sont établis, notamment que la sensibilité de l'oreille ne décroît pas régulièrement aux fréquences élevées, mais augmente vers 8.000 à 10.000 p : s. Cette observation (contraire aux idées généralement admises) a été vérifiée sur neuf personnes différentes. — La différence d'acuité des deux oreilles d'un même opérateur est frappante.

Ces préliminaires posés, on peut étudier la distorsion non-linéaire d'un son pur isolé : en le comparant très rapidement avec le son original, on observe des différences de timbre qui sont naturellement fonctions de l'amplitude, de la hauteur, mais qui sont très vite appréciables (à partir de $k = 0{,}007$ dans certains cas.)

Si l'on a deux sons purs simultanément — en particulier si l'un d'eux est grave — on obtient des battements et de la dureté, qui peuvent également être appréciables avec k inférieur à 0,01.

Des résultats simplement qualitatifs, mais fort nets, sont obtenus avec la musique. Les opérateurs sont unanimes à déclarer que le son du violon et du piano devient « enroué » lorque k atteint 0,05 ; la valeur $k = 0{,}035$ suffit à rendre l'orgue « rauque » et l'orchestre confus.

Si l'on n'a pas la comparaison immédiate avec l'original, la distorsion commence à devenir appréciable vers $k = 0{,}1$ ou plus.

Par contre la présence d'une faible modulation à fréquence 50, (comme celle qui subsiste dans les récepteurs alimentés sur le secteur sans filtrage suffisant) augmente beaucoup la sensibilité à la distorsion ; il convient alors de limiter k à la valeur 0,02.

Ces résultats sont à comparer avec ceux de Békésy (*O E.* analyses *oct. 1928, p. 58 A*), d'après lequel il faut pour rendre la parole incompréhensible, des valeurs beaucoup plus élevées de k.

P. David.

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Radiotéléphonie par ondes courtes entre l'Espagne et l'Amérique du Sud ; *Electrical Comm.*, février 1930.

Ce numéro spécial de E.C. contient une description complète par divers auteurs des installations récemment montées par l'International Standard Electric Corporation. Citons notamment : les émetteurs par C E Strong ; les récepteurs, par E.-H. Ulrich, et R.-E. Gray ; les lampes d'émission par W.-T. Gibson ; les antennes directives, par E.H. Ulrich et N.-K. Fairbanks ; les équipements terminaux, par F. de Frémery et P.-R. Thomas.

P.L.C.

Rapport sur la radio-diffusion, par le Comité de l'Institute of Radio Engineers ; *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, janvier 1930, 15-37.

Un comité technique, établi en 1928 par l'*Inst. Rad. Eng.*, a été sollicité par la Commission fédérale de donner son avis sur certains points délicats soulevés par le progrès de la radio diffusion. Voici le contenu de son rapport :

1° Emploi d'une « fausse antenne » pour essais et mise en route des postes émetteurs.

Ceci est à recommander. Quelques indications sont données sur la constitution possible et le prix de cette fausse antenne. Mais on ne précise pas le maximum du champ résiduel rayonné.

Digitized by Google

A VENDRE

2 Pylônes métalliques de 80 mètres pour T. S. F pour être haubannés et, au besoin, isolés, à utiliser pour la suspension d'une antenne de Radio Diffusion ou pour des antennes dirigées de Radio Téléphonie. L'effort de 5 tonnes disponible au sommet permet une portée de 150 mètres entre les deux pylônes. Jamais montés, en stock chez le fabricant, en pièces détachées parfaitement repérées, faciles à monter, même sans main-d'œuvre spéciale.

Les plans pour l'installation complète seront fournis avec le matériel.

Prix de contrat : **200.000** francs.

Faire offre à L. L. S., 46, Avenue de Breteuil, PARIS VII^e

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

CONSTRUCTEURS SPÉCIALISTES DE

Condensateurs

Société des Etablissements VARRET & COLLOT (S.E V.C.)

CONDENSATEURS pour { **RÉCEPTION** } **Toutes capacités**
{ **EMISSION** } **Toutes tensions**

et Toutes autres Applications

REDRESSEMENT DU FACTEUR DE PUISSANCE

Bureaux et Ateliers : 7, rue d'Hautpoul, PARIS-XIX^e :: Téléphone : Nord 69-73

Digitized by Google

2° Emplacement des stations puissantes par rapport aux agglomérations.

Le comité approuve la suggestion gouvernementale de placer les stations d'émission assez loin des centres pour ne pas y produire un champ supérieur à 100 millivolts. Cette valeur est un peu rigide, mais raisonnable. Il serait bon, avant de choisir l'emplacement d'une station, de faire un essai à puissance réduite et de tracer la répartition du champ.

3° Synchronisation des stations transmettant le même programme.

Classification des divers procédés et discussion d'une méthode expérimentale permettant leur étude sans troubler les réceptions.

4° Limite des variations de fréquences admises.

Elle est actuellement de ∓ 500 cycles, et pas toujours observée. Il serait utile de la réduire jusqu'à ± 50 cycles, et cela semble possible dans un délai assez rapproché.

5° Possibilité d'augmenter la puissance pendant la journée, pour les stations desservant des régions agricoles étendues.

Cette autorisation pourra être donnée, jusqu'à une limite d'augmentation de 1 à 5, sous réserve des brouillages produits et notamment du § 2.

6° Amplitude des harmoniques.

Elle ne devrait pas dépasser, ni 0,05 pour cent du fondamental, ni la valeur fixe 500 microvolts par mètre.

7° Profondeur de modulation sans distorsion.

Les stations devraient être encouragées à l'augmenter, au moins jusqu'à 70 o/o.

8° Mesure de la puissance des stations.

Elle doit être faite sur le champ rayonné; en particulier, on peut prendre la moyenne du champ observé en huit points répartis sur un cercle ayant la station pour centre et un rayon de 5 milles.

P. David.

BIBLIOGRAPHIE

Manuel de réception radioélectrique; Pierre David, (1 vol. 23 × 14, 308 pages, prix : 36 fr., Masson et Cie, éditeurs).

Nos lecteurs ont déjà vu paraître sous la signature de M. P. David, plusieurs articles sur les problèmes de la réception, et un grand nombre d'analyses. L'auteur s'est efforcé de grouper ces travaux et cette documentation en un ensemble homogène, qui non seulement rappelle des principes traditionnels, mais surtout précise, sur chaque point particulier, les progrès récents et l'état actuel de la technique.

Par exemple, le premier chapitre étudie les " spectres de fréquences " des signaux, des brouilleurs et des parasites; la propagation et l'influence des obstacles (bâtiments, terrain, etc.).

On trouvera dans le second, le fonctionnement des antennes, cadres, des collecteurs dirigés, la modification du champ au voisinage d'une antenne (rerayonnement et ses applications); dans le troisième, la comparaison des divers systèmes sélectifs et la discussion de leur efficacité.

Les montages connus d'amplification en tension, l'amplification en puissance, leur réglage manuel ou automatique, sont examinés ensuite. Tout un chapitre est consacré à la réaction, aux moyens de la produire ou de l'empêcher (neutralisation). A propos de la détection, l'auteur montre comment le rendement des détecteurs varie suivant l'amplitude du signal et la fréquence de modulation; il en déduit leur emploi pratique. Il en fait l'application au changement de fréquence et résume ensuite en quelques mots l'essentiel de la superréaction.

L'ouvrage se termine par des considérations générales sur le choix et la construction d'un récepteur, suivant l'usage auquel on le destine, spécialement dans le cas de la réception radiophonique " de qualité ".

Le volume est abondamment illustré. Les calculs indispensables sont donnés, mais les démonstrations sont imprimées à part en petits caractères, ce qui rend la lecture possible sans s'y attarder.

Digitized by Google

La T. S. F.

en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — **ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.**, par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . **9 »**

II. — **PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES**, par le Cᵗ METZ. Prix . . . . . **9 »**

III. — **MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES ONDES**, par M. MESNY **7 20**

IV. — **LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications**, par M. JOUAUST. **7 20**

V. — **RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES**, par M. CLAVIER. . . . . **9 »**

Pour l'envoi franco, ajouter **0.75** *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Théorème du Générateur équivalent; V.-D. Landon, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 294-297. — C'est le Théorème de Thevenin : « Un réseau passif linéaire aussi complexe qu'il soit, peut entre deux points quelconques, être remplacé par un générateur et une impédance en série ». Mais par la vertu des notations opérationnelles, on peut l'étendre aux régimes transitoires.

P. David.

L'Institut Henri-Hertz pour l'étude des oscillations; K.-W. Wagner, *El. Nachr. Techn.*, **7**, mai 1930, p. 160-191. — Le 7 mars dernier, a été inauguré à Charlottenburg un puissant laboratoire qui groupera toutes sortes de recherches se rapportant aux phénomènes d' « oscillations » mécaniques, acoustiques électriques... etc.

Subventionné par différentes entreprises officielles et privées, l'Institut Henri-Hertz est bien installé et bien outillé, comme en font foi la description donnée par son directeur et les plans et illustrations reproduits.

Nous ne manquerons pas de signaler ses travaux lorsqu'ils seront publiés.

P. David.

MESURES

Inductances de grande stabilité; W.-H.-F. Griffiths, *Journ. Scient. Inst.*, **6**, nov. 1929, 354-357. — La précision que l'on demande actuellement aux ondemètres a mis en évidence la nécessité d'avoir des inductances et des capacités dont les valeurs soient très bien définies et stables. Dans des articles précédents, l'auteur a étudié la question des capacités ; dans celui-ci, il indique la construction d'une bobine dont la self-induction ne varie pas sensiblement avec la température. Ce résultat est obtenu par un choix convenable des matériaux de support de l'enroulement. Les joues de la bobine sont en bakélite dont le coefficient de dilatation est sensiblement le même que celui du cuivre ; l'enroulement est fait sur un tube d'ébonite de bonne qualité fendu parallèlement à l'axe. En examinant l'influence sur la valeur de la self-induction d'une variation des différents termes de la formule de Nagaoka, on voit que le coefficient de variation avec la température de l'inductance peut être rendu sensiblement nul. L'auteur ne donne aucune dimension de bobine, ni aucun résultat. Il montre en terminant que les considérations précédentes peuvent s'appliquer aux bobines à plusieurs couches.

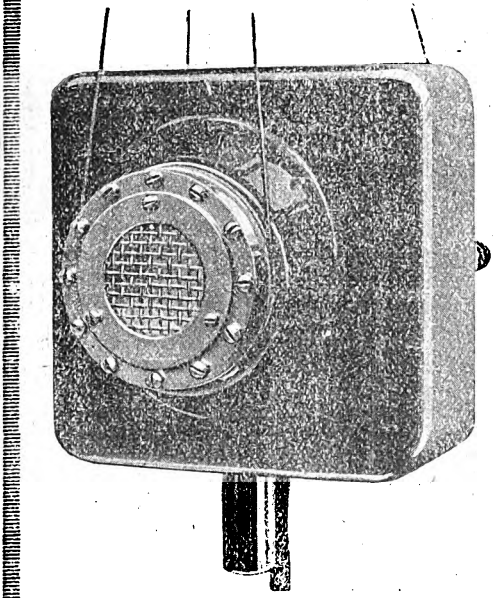
P. Abadie.

Mesure des capacités internes des tubes à vide; A.-V. Loughren et H. Parker, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 957-965. — Le principe de la méthode consiste à mesurer le courant qui traverse la capacité C en question ainsi que la tension V qui existe entre ses bornes. Plus exactement, comme cette opération comporterait la mesure assez délicate de trois quantités différentes : intensité, tension et fréquence, on s'arrange de façon que la quantité ωE reste constante quand ω varie ; on évite ensuite la mesure de ωE et de I en remplaçant C par une capacité à étalonner ou mieux en opérant par différence.

Le travail a un intérêt surtout par le fait d'avoir abouti à une réalisation pratique, permettant des mesures rapides et suffisamment précises pour les besoins ordinaires de la construction. La mesure ou plutôt le repérage de I se fait à l'aide d'un thermocouple ; la faible résistance de ce dernier rend négligeable l'effet de shunt d'une des trois capacités du tube. Dans le cas de capacités très faibles (tubes à écran), les auteurs utilisent un redresseur à cristal, le tube restant en place, car l'effet ci-dessus n'est plus

Digitized by Google

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



Système

" JENKINS & ADAIR "

pour

radiodiffusion de " Haute Qualité "

et enregistrements sonores

pour films parlants

Établissts G. I. KRAEMER

16, rue de Chateaudun

— ASNIÈRES —

(SEINE)

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES

ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

négligeable. L'étalon de capacité est constitué par deux tubes métalliques concentriques dont on peut calculer la variation de capacité en fonction du déplacement de l'un d'eux suivant l'axe commun.

L'article contient des photographies d'un ensemble ainsi réalisé, ainsi que les détails de mise en place de tubes à essayer, notamment de tubes à grande puissance.

P. ABADIE.

Méthode de mesure de la résistance à haute fréquence d'un circuit oscillant; Hajime IINUMA, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, mars 1930, 537-543. — La méthode est basée sur le fait que, dans un tube ordinaire à grille-écran, la caractéristique de plaque présente une partie de résistance négative pour certaines tensions d'emploi, et que la valeur de cette résistance négative peut prendre, par le choix de la tension de la grille de commande, différentes valeurs variant dans de larges limites. Si un circuit oscillant constitué par une inductance L et une capacité C est placé dans le circuit de plaque, et si l'on fait croître la valeur absolue de la résistance négative R, des oscillations s'amorceront lorsque cette valeur sera égale à l'impédance de résonance du circuit oscillant. On a, très sensiblement,

$$R = \frac{L}{Cr}, \qquad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

r étant la résistance du circuit oscillant et f la fréquence des oscillations. R peut être mesuré, soit une fois pour toutes, soit pour plus de précision au moment de la mesure à l'aide des caractéristiques statiques. Connaissant deux des quantités L, C, et f, on peut en déduire la 3e et r.

L'auteur décrit le montage qu'il a utilisé avec un tube UX222 ainsi que les détails opératoires. Il donne quelques résultats de mesures pour des fréquences comprises entre 600 et 1.200 kilocycles par seconde : les valeurs obtenues pour r concordent à moins de 2,5 % avec les valeurs obtenues par la méthode de variation de résistance. Il conclut en accordant à sa méthode plusieurs avantages sur les méthodes ordinaires de mesure de résistance ; il semble cependant que, du moins pour les fréquences de l'ordre de celles mentionnées ci-dessus, les inconvénients de la méthode par variation de résistance sont moins graves que l'auteur veut bien le dire.

P. ABADIE.

Oscillographe cathodique transportable à développement synchronisé ; DEMONTVIGNIER, TOULY, *Bull. Sté Fse Electr.*, X, 105, mai 1930, 506-554. — Il s'agit de l'oscillographe « Western Electric » auquel les auteurs ont adjoint un dispositif de balayage très pratique : « aller » proportionnel au temps, « retour » beaucoup plus rapide, le tout pouvant être synchronisé sur le phénomène à étudier jusque vers la fréquence 50.000 p : s.

Ce balayage résulte de la combinaison d'un tube à décharge rempli d'argon, avec un dispositif de charge à condensateur et diode.

Des exemples sont donnés, montrant les emplois possibles de l'appareil.

P. DAVID.

ÉMISSION

Stabilisation de la fréquence des oscillateurs à lampes; MALLETT (E.), *Inst. El. Eng. Journ.*, **68**, 401, mai 1930, 578-582. — Ce très important problème a fait l'objet de nombreuses recherches. La nouvelle solution proposée par l'auteur est extrêmement simple : en intercalant, en série dans le circuit de plaque, une self-induction convenable, on amène les courants grille et plaque à la même phase et par suite les constantes de la lampe n'interviennent plus.

Les premières expériences ont confirmé l'exactitude du principe ; cependant l'auteur ne donne pas encore les limites de la précision ainsi obtenue.

P. DAVID.

RÉCEPTION

La modulation d'un émetteur par un autre dans les amplificateurs haute fréquence; S. HARRIS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février

Digitized by Google

POUR SOUDER ET ÉTAMER LES MÉTAUX

EMPLOYEZ LES PRODUITS INOXYDABLES et sans ACIDES

"BANKALINE"

SOUDURE COMPLÈTE
D'ÉTAIN EN PÂTE
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

RUBANKA 33/67 Bte S.G.D.G. RUBANKA 33

"RUBANKA"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN
EN RUBAN
S'emploie sans décapant ni acides

STANIX 33/67 Bte S.G.D.G. STANIX 33/67 Bte S.G.D.G.

"STANIX"

SOUDURE COMPLÈTE D'ÉTAIN EN BAGUETTE
S'emploie sans décapant ni acides

"AUTOFLUX"

DÉCAPANT EN PÂTE
SPÉCIAL POUR SOUDURE A L'ÉTAIN
Supprime l'esprit de sel
la résine et l'ammoniaque

SOCIÉTÉ DES PLAQUES ET POUDRES A SOUDER
SOCIÉTÉ ANONYME - CAPITAL 3.000 000 DE FRANCS
102, AVENUE PARMENTIER - PARIS

DEMANDEZ CATALOGUE ET
ÉCHANTILLONS GRATUITS

Digitized by Google

b) *Alimentation.*

Les frais d'entretien d'un émetteur sont toujours ceux d'alimentation. Il est donc essentiel de réduire au minimum la consommation sans réduire la qualité ou la fidélité de la transmission.

c) *Simplicité de fonctionnement.*

Le fonctionnement de l'émetteur doit être simple et méthodique dans le but de réduire au minimum le personnel. De plus, l'émetteur doit être d'un entretien facile, et dans ce but, on devra prévoir des dispositifs permettant de supprimer automatiquement toutes les tensions qui par suite d'erreurs seraient susceptibles d'endommager gravement l'appareil. Il est nécessaire de prévoir des dispositifs de sécurité protégeant les opérateurs contre les tensions dangereuses.

d) *Continuité du programme.*

La possibilité d'erreurs doit être réduite au minimum et dans le cas où une faute se produirait, on doit prévoir un mode d'avertissement instantané permettant de localiser le défaut. En outre un signal acoustique et optique indiquera immédiatement au personnel l'arrêt du poste. L'appareil doit être prévu autant que possible de manière à assurer l'émission même dans le cas de dérangement, soit au moyen d'une alimentation auxiliaire, soit en fonctionnant à puissance réduite.

e) *Généralités.*

La gamme des longueurs d'ondes employées pour la radiodiffusion est comprise entre 300 et 600 mètres environ. Par conséquent, l'émetteur devra être étudié pour couvrir autant que possible cette bande, et travailler d'une façon efficace et satisfaisante sur l'échelle entière, sans avoir recours à des modifications laborieuses des circuits accordés. Les petites longueurs d'ondes sont utilisées actuellement presque exclusivement pour le trafic commercial et, dans le but d'éviter toute interférence avec ces services, il est essentiel de réduire à la valeur la plus faible possible, l'intensité des harmoniques rayonnés par le poste émetteur de radiodiffusion. Toutes ces conditions ont été prises en considération, dans l'étude de l'émetteur à grande puissance décrit dans la suite de cet article.

Description du poste de radiodiffusion.

L'équipement de radiodiffusion contient tous les appareils nécessaires pour recueillir la parole ou la musique dans le studio et les

Digitized by Google

transmettre à l'antenne sous la forme de courants à haute fréquence modulés. Il comprend essentiellement l'équipement d'entrée du courant téléphonique, l'émetteur, le dispositif d'alimentation et

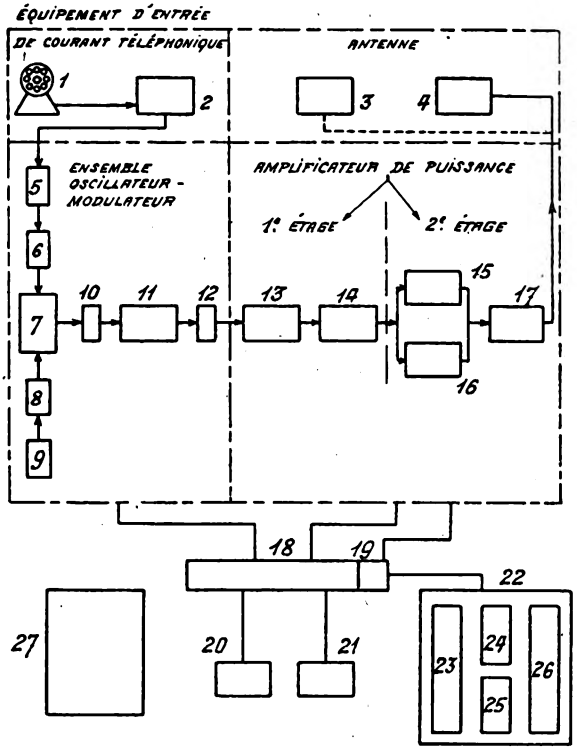


Fig. 1. — Schéma d'ensemble du poste de radio-diffusion.

1. Microphone.
2. Amplificateur.
3. Antenne artificielle.
4. Système antenne-terre.
5. Amplificateur microphonique. 1 tube 50 watts.
6. Modulateur. 1 tube de 250 watts.
7. Amplificateur modulé. 1 tube 50 watts.
8. Maître séparateur. 1 tube 50 watts.
9. Maître oscillateur. 1 tube 50 watts.
10 Circuit entre étages.
11. Amplificateur H. F. intermédiaire. 3 tubes 250 watts.
12. Circuit entre étages.
13. Ensemble à 2 tubes à refroidissement par eau.
14. Ensemble entre étages.
15 et 16. Ensembles de 6 tubes à refroidissement par eau.
17. Circuit de sortie.
18. Panneau de commande de puissance.
19. Ensemble redresseur. 6 tubes à refroidissement par eau.
20. Ensemble moteur-générateur n° 1 (alimentation de l'oscillateur modulateur et des circuits de commande).
21. Ensemble moteur-générateur n° 2 (alimentation filaments et grilles de l'amplificateur de puissance).
22. Alimentation H. T plaques.
23. Transformateur H. F.
24. Bobine de filtrage.
25. Régulateur d'induction.
26. Capacité de filtrage.
27. Système de refroidissement d'eau.

l'appareil de contrôle. Le schéma de l'équipement est représenté fig. 1.

Digitized by Google

Système d'émission.

On utilise le système de modulation à faible puissance suivi d'amplification en haute fréquence. L'onde porteuse provient d'un maître-oscillateur à faible puissance. L'oscillateur dans ce cas, ne synchronise pas sa fréquence avec celle d'un oscillateur à haute puissance, mais constitue le seul moyen de commande de l'équipement. Les étages suivants amplifient le courant de sortie du maître-oscillateur et sont prévus de façon à n'affecter en aucune manière le fonctionnement de celui-ci. La modulation se fait à un niveau légèrement supérieur à la puissance de sortie du maître-oscillateur, après lequel l'onde modulée est amplifiée par trois étages d'amplification à haute fréquence, le dernier étage alimentant l'antenne. On a évité la modulation de fréquence et la distorsion qu'elle entraîne, provoquée par la réaction de l'amplificateur modulé et de l'amplificateur de puissance sur le maître-oscillateur, cette réaction étant due au couplage par capacité entre électrodes des tubes ou à toute autre cause. La fig. 2 représente un schéma simplifié de l'émetteur.

Les principes d'une amplification haute fréquence efficace sont bien connus (2) ; seul un bref exposé du fonctionnement des amplificateurs est donc nécessaire. Généralement les amplificateurs peuvent se diviser en deux groupes, ceux dans lesquels on tolère ou non un courant de grille. Le premier groupe est celui généralement utilisé pour les amplificateurs à fréquences audibles, où il est essentiel de travailler sur la partie droite de la caractéristique et de limiter les tensions de grille pour éviter que celle-ci devienne positive. Ce type d'amplificateur a un rendement faible. Le second groupe utilisé dans les amplificateurs à haute fréquence, laisse passer le courant de grille et il en résulte évidemment un rendement supérieur, mais accompagné de distorsion et d'harmoniques. Dans le cas de l'amplification des fréquences audibles, ces harmoniques ne peuvent être éliminés et par conséquent on ne peut tolérer de courant de grille. D'autre part, en matière d'amplification en haute fréquence, ce procédé engendre des harmoniques de haute fréquence qui peuvent être facilement séparés de l'onde fondamentale ou onde porteuse. Il est donc facile de les éliminer et d'éviter leur rayonnement par l'antenne en utilisant des circuits intermédiaires et de sortie convenablement étudiés.

(2) A.-A. Oswald et J.-C. Schelling, P.I.R.E., Juin 1927.

Digitized by Google

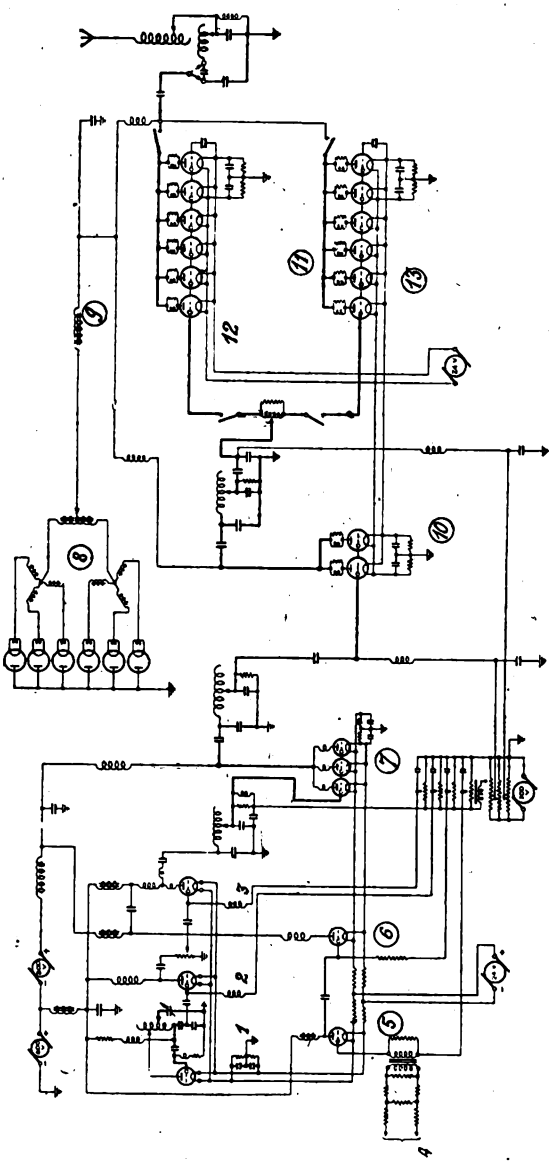


Fig. 2.

1. Maître oscillateur.
2. Maître séparateur.
3. Amplificateur-modulateur
4. Entrée. Microphone
5. Amplificateur téléphonique.
6 Modulateur.
7. Amplificateur H. F.
8. Régulateur d'inductance.
9. Bobine de filtrage.
10. 1er étage de l'amplificateur de puissance.
11. 2e étage de l'amplificateur de puissance.
12 et 13. Ensembles de 6 tubes à refroidissement par eau.

Digitized by Google

La valeur du potentiel de polarisation de grille est par conséquent choisie au voisinage du point pour lequel le courant plaque est nul et les grilles sont portées à des potentiels alternatifs élevés. Au cours de chaque période du courant de haute fréquence, la grille peut atteindre des valeurs positives telles qu'il apparaisse un courant de grille appréciable.

Construction des circuits.

Le système de modulation adopté rappelle celui étudié par Heising, généralement connu sous le nom de « Choke System ». Un tube de 50 w. dénommé « amplificateur modulé » travaillant comme amplificateur de haute fréquence est modulé par un tube de 250 w. Le courant de plaque de ce tube traverse une bobine de choc pour fréquences acoustiques, la tension aux bornes de cette bobine varie à fréquence audible sous l'influence du tube modulateur.

L'ensemble est prévu de manière que, pour une modulation linéaire de 100 % et pour une amplitude constante des oscillations de grille, en haute fréquence, le courant de sortie de « l'amplificateur modulé » varie linéairement avec la tension plaque. Le tube modulateur peut, sans qu'on s'écarte de la caractéristique linéaire, faire varier la tension plaque du tube de l'amplificateur de zéro à la tension double du courant normal de travail. Etant donné que la puissance moyenne de sortie du dispositif modulateur est augmentée de 50 % pour une modulation de 100 %, le tube modulateur doit pouvoir fournir une puissance égale à la moitié de la puissance disponible à l'entrée de l'amplificateur modulé. L'emploi d'un tube modulateur de 250 watts répond à ces questions. Ce tube est alimenté par du courant continu sous 1 600 volts traversant une bobine de choc pour modulation à basse fréquence et le tube de l'amplificateur modulé est alimenté en courant continu à 800 volts par l'intermédiaire d'une autre bobine de choc. Les bobines sont connectées à un condensateur de 10 µF.

Si on considère ensuite les circuits des amplificateurs à haute fréquence on voit que tous les circuits de connexion entre étages et le circuit de sortie, représentés sur la fig. 2 sont du type à circuits accordés en parallèle : le rôle de ces circuits consiste à recevoir l'énergie de la plaque des tubes d'un étage et à la distribuer à une tension correcte aux grilles des tubes de l'étage suivant ou à l'antenne. Il est nécessaire de prévoir le circuit entre-étages de telle sorte qu'il réponde aux conditions d'impédance d'entrée des tubes de l'étage suivant ou de l'antenne. Les circuits entre-étages et de sortie

Digitized by Google

peuvent être constitués par deux branches dont l'une comporte une capacité, l'autre une self induction et une capacité en série (voir fig. 3). La tension de grille est prise aux bornes du condensateur de liaison C_2 dans le deuxième bras. Comme on l'a expliqué précédemment la tension d'alimentation appliquée aux grilles de l'amplifica-

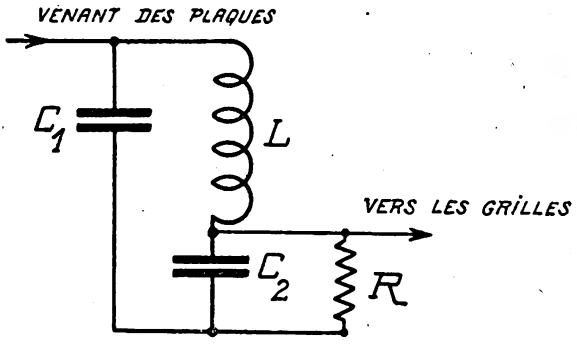


Fig. 3. — Type de circuit intermédiaire utilisé dans l'émetteur radiotéléphonique.

teur haute fréquence porte les grilles à un potentiel qui à certains moments atteint des valeurs positives très élevées, ce qui provoque le passage d'un courant de grille important. Cette façon de faire entraîne une variation considérable de l'impédance filament-grille, ce qui par l'intermédiaire du condensateur de couplage de grille et le circuit entre-étages peut provoquer une réaction sur le circuit de plaque de l'étage précédent. Pour éviter cette réaction, le circuit de grille est fortement amorti par une résistance dont la valeur est inférieure à la valeur minima de l'impédance du circuit filament grille. Elle est insérée aux bornes du condensateur de couplage de grille, ce qui réduit au minimum l'effet de la variation de l'impédance du circuit filament-grille sur le circuit précédent.

Du fait que la réactance d'un condensateur est inversement proportionnelle à la fréquence, C_1 et C_2 présentent chacun une faible réactance aux harmoniques. Ce type de circuit de sortie, constitue donc un excellent éliminateur d'harmoniques.

On utilise trois étages d'amplification haute fréquence; le premier comportant trois tubes de 250 w. refroidis à l'air, le second étage deux tubes de 15 kw. à refroidissement par eau et le troisième étage douze tubes de 15 kw. à refroidissement par eau.

Digitized by Google

Disposition.

La disposition d'une station émettrice de cette importance dépend tellement de l'espace disponible, de la situation de la station, et des facilités d'ordres divers, qu'il n'est pas possible de spécifier d'avance une disposition rigoureuse quelconque. Les fig. 4 et 5 indiquent

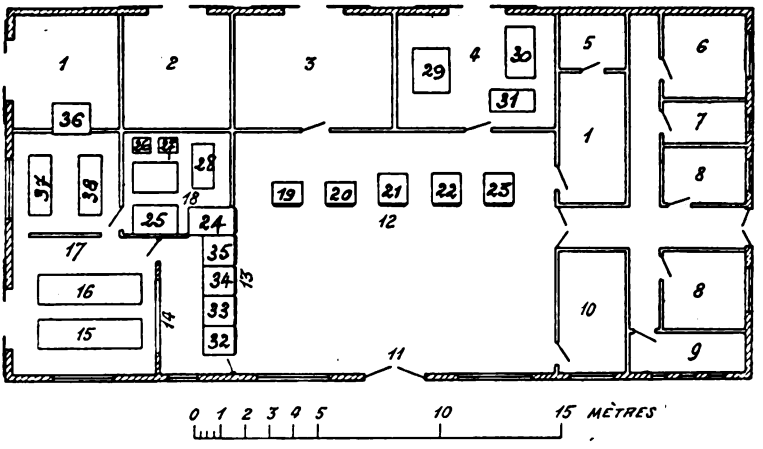


Fig. 4. — Projet de disposition d'ensemble.

1. Magasins.
2. Installation de refroidissement d'eau.
3. Salle de réserve.
4. Circuit de sortie.
5. Magasin de lampes.
6. Studio de secours.
7. Salle de commande.
8. Bureaux.
9. Lavabos.
10. Atelier.
11. Entrée principale.
12. Emetteur radio
13. Panneau de commande et de puissance.
14. Panneau de commutation.
15. Moteur-générateur n° 1 (de secours).
16. Moteur-générateur n° 1.
17. Salle des machines.
18. Salle de haute tension.
19. Ensemble oscillateur-modulateur.
20. Ensemble à 2 tubes.
21. Ensemble entre étages.
22. Ensemble n° 1 à 6 tubes.
23. Ensemble n° 2 à 6 tubes.
24. Redresseur à 6 valves.
25. Transformateur pour l'alimentation H. T. des plaques.
26. Régulateur d'induction.
27. Bobine de filtrage.
28. Condensateur de filtrage.
29. Ensemble du circuit de débit.
30. Résistance de l'antenne artificielle.
31. Ensemble d'accord de l'antenne artificielle
32. Entrée d'alimentation et ensemble de commande des moteurs.
33. Ensemble de commande du courant continu pour filament.
34. Ensemble de commande de la polarisation des grilles.
35. Ensemble de commande des redresseurs.
36. Transformateur à l'arrivée d'alimentation.
37. Moteur générateur n° 2 (secours).
38. Moteur générateur n° 2.

toutefois le genre de disposition le plus convenable et mettent en évidence l'espace à utiliser.

Les appareils de la station émettrice sont montés en unités séparées, et complètement fermées, elles sont alignées à une distance de 80 cm. l'une de l'autre. Les panneaux de distribution d'énergie

Digitized by Google

sont assemblés sur un tableau de contrôle, ce dernier étant placé en face ou à côté des unités du poste émetteur. La cabine à haute tension contenant le transformateur et le filtre, qui font partie du

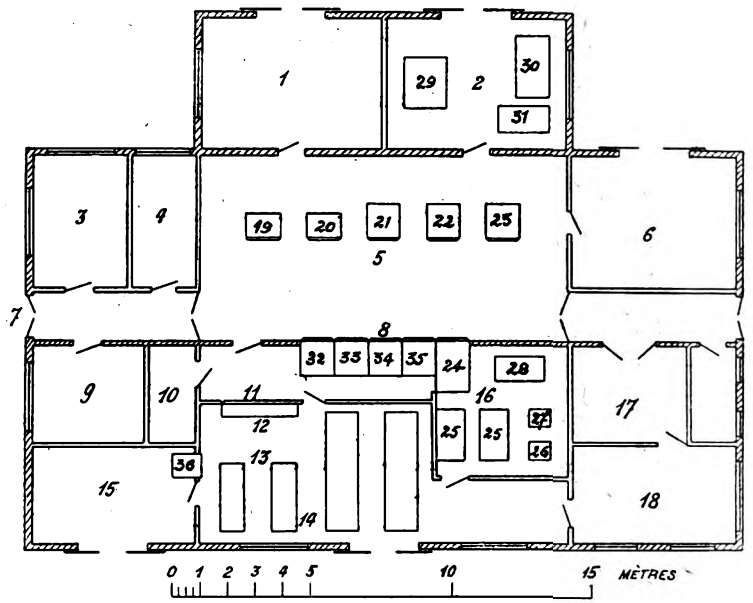


Fig. 5. — Autre projet de disposition.

1. Salle de réserve.
2. Circuit de sortie.
3. Studio de secours.
4. Salle de commande.
5. Emetteur radio.
6. Système de refroidissement.
7. Entrée principale.
8. Panneau de commande et de puissance.
9. Bureau.
10. Magasin des tubes.
11. Panneau de commutation.
12. Démarreurs.
13. Salle des machines.
14. Moteurs-générateurs.
15. Système de refroidissement de l'eau.
16. Salle de haute tension.
17. Magasins.
18. Atelier.
19. Ensemble oscillateur-modulateur.
20. Ensemble à 2 tubes.
21. Ensemble entre étages.
22. Ensemble n° 1 à 6 tubes.
23. Ensemble n° 2 à 6 tubes.
24. Redresseur à 6 valves.
25. Transformateur pour l'alimentation H. T. des plaques.
26. Régulateur d'induction.
27. Bobine de filtrage.
28. Condensateur de filtrage.
29. Ensemble du circuit de débit.
30. Résistance de l'antenne artificielle.
31. Ensemble d'accord de l'antenne artificielle.
32. Entrée d'alimentation et ensemble de commande des moteurs.
33. Ensemble de commande du courant continu pour filament.
34. Ensemble de commande de la polarisation des grilles.
35. Ensemble de commande des redresseurs.
36. Transformateur à l'arrivée d'alimentation.
37. Moteur générateur n° 2 (secours).
38. Moteur générateur n° 2.

groupe à courant continu 12 000 volts, est placé derrière le redresseur compris dans le tableau de puissance et de contrôle. Une autre cabine placée derrière les unités du poste émetteur contient le circuit

Digitized by Google

1930, 350-354. — Lorsque la caractéristique de plaque du premier tube d'un amplificateur, n'est pas rectiligne dans une portion assez grande, ce tube fonctionne en détecteur et les brouilleurs peuvent moduler ou « hétérodyner » le signal. Cela se produit souvent avec les lampes à gille écran On peut y porter remède en intercalant avant ce premier tube, une sélection suffisante ; on peut aussi remplacer le premier tube unique par un ensemble de deux tubes montés symétriquement.

Un phénomène analogue peut aussi se produire, dû cette fois à la grille, si on lui attribue des polarisations insuffisantes sous prétexte de réduire le volume de son. Dans ce cas il faut régler l'amplification autrement.

P. DAVID.

Etude sur le maximum de puissance fourni par différents tubes; H.-A PIDGEON, J.-O. Mc NALLY, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 266-293.

Cette étude sort de la banalité ordinaire, parce qu'elle est basée sur une expérimentation nouvelle et solide.

Les auteurs ont pris différents modèles de tubes : par exemple pour les triodes, les 101-D et 104-D, tubes pour répéteurs téléphoniques, dont la vie peut atteindre 10 000 et même 25 000 heures.

Ils les ont fait débiter, sous différentes tensions-plaque, sur des résistances égales à leur résistance interne; et, appliquant aux grilles des tensions alternatives bien sinusoïdales, ils ont mesuré la puissance obtenue sur la fondamentale et (à l'aide d'un analyseur) sur les second et troisième harmoniques. Au réseau des caractéristiques, ils ont ainsi superposé des réseaux de courbes montrant, dans toutes les conditions possibles, le rendement et la distorsion. On en déduit aisément le maximum de puissance fourni sous une tension plaque donnée (cas des répéteurs) et l'on peut prendre dans chaque cas le juste milieu entre les exigences contradictoires de rendement et de fidélité.

Ensuite les auteurs étudient, à la lumière de ces résultats, comment on pourrait perfectionner les tubes. En triodes, on ne peut gagner que sur l'amplification possible, mais non sur la puissance, ni sur la fidélité. Les tétrodes avec grille de champ ne semblent apporter aucune amélioration sensible au problème. Avec une grille-écran, les perspectives sont intéressantes, mais on est gêné par les émissions secondaires d'électrons : la solution habituelle, emploi d'une troisième grille reliée au filament, ne plait pas aux auteurs, parce qu'introduisant l'harmonique deux dans une proportion excessive; ils ont imaginé un autre artifice, consistant à rendre « coplanaires » les grilles positives et de contrôle, c'est-à-dire que leurs fils alternent dans le même plan. La construction est évidemment difficile, mais l'effet des électrons secondaires est annihilé et la puissance que peut fournir le tube est sensiblement accrue. Sans doute ce nouveau modèle de tube pourra-t-il être commercialement utilisé.

P. DAVID.

Etude sur le bruit de fond dans les tubes à vide et les circuits associés ; F.-B. LLEWELLYN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 243-265. — L'amplification dans les appareils à lampes ne peut être indéfiniment augmentée, à cause du « bruit de fond » qui prend trop d'importance. Les causes de ce bruit peuvent être ainsi classées :

1° Emission irrégulière des électrons, (« schrot-effect » de Schotky). D'après l'auteur, cette cause pourrait être pratiquement supprimée : il suffit de faire travailler le filament à une température assez élevée, correspondant à la « saturation » de son émission électronique.

2° Agitation thermique des électrons dans les conducteurs des circuits (Nyquist, Johnson) ; son rôle peut être important en ce qui concerne les circuits de la première lampe : surtout si le circuit de grille est à haute impédance, et si la résistance interne, qui shunte le circuit de plaque, est grande.

3° Phénomènes divers d'ionisations et d'émissions secondaires ; ils sont très mal connus et l'on n'a pas de données précises sur leur rôle.

La question est encore très obscure; mais diverses expériences faites par l'auteur avec un amplificateur amplifiant un million de fois, sont instructives.

P. DAVID.

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. (Anjou 10-99 / Inter. 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII^e^
Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C Seine 206.183

SOCIÉTÉ DE RECHERCHES ET DE PERFECTIONNEMENTS INDUSTRIELS

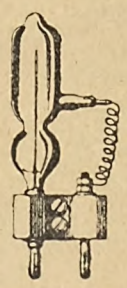
SRPI

S7, Avenue du Président-Wilson
PUTEAUX (Seine)

INTERRUPTEURS A MERCURE

TÉLÉRUPTEURS CONJONCTEURS

DÉMARREURS
THERMOSTATS
MINUTERIES
RÉGULATEURS



Téléphone (Wagram 94-37 / Puteaux 397

Registre du Commerce N° 117-047

LES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES & LEURS APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS TÉLÉVISION

DISQUES PERFORÉS
CHRONOGRAPHES
LUXMÈTRES

Optique générale
Taille de lentilles, glaces, prismes, etc.

Digitized by Google

Emploi du quartz pour stabiliser la fréquence dans les récepteurs à ondes courtes; F. von Handel, K. Kruger, H. Plendl, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 307-320. — Il est difficile de recevoir les ondes entretenues courtes, à bord d'avion, parce que les vibrations des appareils hachent la note de battement, qui perd sa lisibilité.

Les auteurs ont essayé d'employer, au récepteur comme à l'émetteur, un quartz stabilisateur. On peut arriver à tailler deux quartz de telle manière que la différence de fréquence soit audible ; mais ce n'est pas nécessaire, attendu que, d'une part la fréquence de chacun varie avec sa température, c'est-à-dire avec le courant qui le traverse ; d'autre part, la présence d'une réaction et divers artifices permettent de changer notablement et à volonté cette fréquence. Enfin, comme le montage en « autodyne » avec quartz n'a aucune sensibilité en raison de la trop grande stabilité des amplitudes, le plus avantageux est d'employer le générateur à quartz comme hétérodyne séparée, donnant un battement de fréquence inaudible assez quelconque. Ce battement est traité comme une onde de grande longueur et reçu dans un récepteur distinct (qui peut être, par exemple, celui servant à la radiogoniométrie). On obtient ainsi facilement la sensibilité et la sélectivité désirables.

P. David.

Essai précis des amplificateurs B.F. lors de leur construction; A.-E. Thiessen, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 231-242. L'essai porte sur deux points :

1° La fidélité de l'amplification dans une bande de fréquences déterminée; on la mesure en observant l'affaiblissement qu'il faut faire subir à un signal étalon pour obtenir à la sortie une déviation fixe.

2° La puissance fournie sans distorsion ; elle se détermine en appliquant à l'entrée des signaux d'amplitude croissante, et en observant le moment où la déviation à la sortie cesse de croître linéairement.

L'intérêt du dispositif combiné par l'auteur est dans un ingénieux système de « commande unique » très simple, permettant la comparaison des appareils par un personnel non spécialisé. Les schémas et photographies sont donnés.

P. David.

Comment obtenir d'un dernier étage d'amplification, le maximum de puissance sans distorsion, tout en employant des variations non-linéaires; A. Forstmann, *El. Nachr. Techn.*, **7**, mai 1930, 203-210. — Après avoir rappelé que le problème de l'amplification de puissance admet plusieurs solutions, suivant les hypothèses faites, l'auteur observe qu'il n'est pas absolument nécessaire de travailler seulement dans la partie rectiligne des caractéristiques de plaque ; en effet, si l'on emploie deux tubes en montage symétrique (push-pull), les distorsions peuvent se compenser. En particulier ce montage, réalisé avec des lampes à grille-écran, permet d'obtenir le maximum de puissance, indépendamment de la fréquence, et dans les meilleures conditions d'économie.

P. David.

Dispositif contre les évanouissements des ondes courtes; K. Kruger, H. Plendl, *Zs. Hfr. Techn.*, **35**, mai 1930, p. 191. — On a deux antennes, différemment orientées. Chacune est couplée avec l'émetteur (stabilisé par quartz) par l'intermédiaire d'un tube amplificateur distinct. Ces deux tubes amplificateurs reçoivent des tensions de plaque alternatives et en opposition de phase, de telle sorte que l'émission est totalement modulée et se fait alternativement sur l'une, puis sur l'autre des antennes ; cette « commutation » automatique a lieu à une fréquence de l'ordre de 500, par exemple.

Les expériences entre Aldershof et Munich (500 km.) auraient démontré l'efficacité de ce procédé ; les variations d'amplitude du signal reçu devenant environ sept fois moins importantes.

P. Leroy.

" Affaire importante T. S. F. province, recherche Ingénieur expérimenté en postes T. S. F. pour assurer Service Technique Commercial. Ecrire avec *Curriculum Vitæ* au Journal qui transmettra. "

Digitized by Google

Téléphone : SÉGUR 73-44

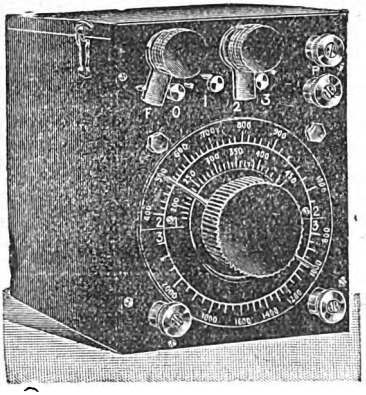
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e^)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

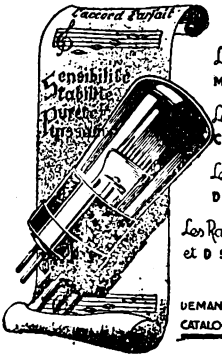
Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

UN JEU DE LAMPES

RADIOFOTOS...



Les oscillatrices M 40 et M X 40 sont SENSIBLES

Les moyennes fréquences C 9 et C 25 sont STABLES

Les détectrices Radiofotos et la D 15 sont puissantes et PURES

Les Radiofotos basses fréquences type D 9 et D 5 et les Bigrillard 100 sont PUISSANTES

DEMANDER LES NOTICES EXPLICATIVES ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL DES LAMPES **RADIOFOTOS**

...VOUS DONNE ENFIN

L'ACCORD PARFAIT

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
l'rofesseur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

MESURES

Calcul et mesure de la fidélité des membranes en fonction de la fréquence; H. STENZEL, *El. Nachr. Techn.* **7**, mars 1930, 87-99.

L'auteur étudie les membranes rigides comme des pistons, et vibrant d'une seule pièce.

On se borne souvent à considérer leur rayonnement sonore le long de leur axe de symétrie; mais c'est une erreur, car elles ont un pouvoir directif fonction de la fréquence. Le calcul complet montre l'importance de cet effet, soit pour des membranes planes de formes simples, soit pour des ensembles de membranes dans le même plan, ou dans des plans différents. Enfin, on peut ramener à ce dernier cas la membrane conique des haut-parleurs « Rice Kellog » ou analogues, et les courbes ainsi calculées en fonction de la fréquence, coïncident d'une manière satisfaisante avec les courbes expérimentalement relevées.

P. DAVID.

Mesures d'intensités sonores à l'air libre et sur des téléphones, microphones; C.-A. HARTMANN, *El. Nachr. Techn.*, **7**, mars 1930, 100-107.

L'auteur emploie un condensateur microphonique genre « Riegger »; mais il fait les mesures par une méthode de compensation et de zéro.

Pour cela, le condensateur étant intercalé dans un circuit à haute fréquence, suivi de détection et d'amplification, on ajoute dans ce circuit une tension ayant exactement la fréquence du son à mesurer, avec amplitude et phase réglables; on ajuste celles-ci jusqu'à annuler l'effet du son; cet effet est alors mesuré par la tension de compensation, d'une manière très précise et indépendante de la fréquence. Il ne reste qu'à faire l'étalonnage statique par pression connue.

La courbe relevée pour l'appareil coïncide exactement avec celle obtenue au thermophone.

La méthode peut être employée pour l'étude comparative de toutes sortes d'appareils; plusieurs exemples en sont donnés.

P. DAVID.

RÉCEPTION

Détection de puissance par la grille; W.-T. COCKING, *Wir. World.*, **26**, 7 mai 1930, 479-483.

On sait que la détection par la grille, proportionnelle au carré de l'amplitude pour les signaux très faibles (centième de volt), devient au contraire linéaire pour des signaux suffisamment forts (ordre du volt). Pourvu que la tension de plaque soit suffisante et que cette amplitude ne diminue pas trop le courant de plaque, on a donc ainsi une détection très sensible et sans aucune distorsion (Nous nous permettons de renvoyer à *Onde El.*, août 1928, notamment § 24).

Cette méthode est particulièrement avantageuse si l'on emploie pour détectrice, une lampe relativement puissante (genre Mazda AC/HL) suivie d'un seul étage symétrique « push-pull ». La résistance de fuite de grille doit être abaissée à 250 000 ohms et même moins.

P. DAVID.

Récepteur à deux lampes avec pentode de puissance; W.-I.-G. PAGE, *Wir. World.*, **26**, 7 mai 1930, 474-478.

Utilisant le principe rappelé ci-dessus, l'auteur décrit un poste comprenant une « détectrice de puissance » suivie d'un étage basse fréquence à lampe trigrille. Le tout alimenté directement sur le secteur.

P. DAVID.

Sur l'effet de la fréquence dans les amplificateurs à résistances; H. PAUL, *Zts. Techn. Phys.*, **11**, 6,

Digitized by Google

l'Orchestra-Secteur

AUTOMATIQUE

Poussez l'index... Ecoutez!

Se branche directement sur le secteur

Portée 7000 Km

VITUS

90, Rue Damrémont - Paris. XVIII[e]

Demandez notice spéciale

Digitized by Google

1930, 203-206. — Petit calcul sur le passage des fréquences graves à travers les amplificateurs à résistances, et la meilleure valeur à donner aux éléments de couplage.

P. LEROY.

Adaptation des circuits de sortie aux amplificateurs, A. FORSTMANN, FUNK-B., 4 avril 1930, 257-259.

Le problème est d'obtenir dans un haut-parleur, le maximum de puissance et de fidélité Pour cela l'auteur a montré (Voir analyses *Onde Elect*, juin 1928, p. 32-A, mars 1929, p. 21-A) que la résistance R_a du haut-parleur devait être non pas égale à celle R_i du dernier tube, mais franchement inférieure ou bien franchement supérieure. Si cette condition est remplie dans tout l'intervalle utile des fréquences, on peut intercaler le haut-parleur directement à la sortie; il est pourtant préférable de dériver le courant continu avec une self-induction et une capacité. Si, au contraire, la condition n'est pas remplie, il faut brancher le haut-parleur par l'intermédiaire d'un transformateur convenable, ayant lui-même les qualités de fidélité requises.

P. LEROY.

Le fonctionnement des modulateurs; E. PETERSON, F.-B. LEWELLIN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, janvier 1930, p. 38-48.

Par « modulâteurs » les auteurs entendent tous détecteurs ne suivant pas la loi d'Ohm, c'est-à-dire dans lesquels la relation entre le courant et la tension, n'est pas linéaire. Si l'on exprime cette relation par un développement en série suivant les puissances croissantes de la tension, les calculs deviennent très compliqués dès que les amplitudes sont grandes : c'est, notamment, le cas du premier détecteur d'un changeur de fréquence, dans lequel on superpose au signal, une tension locale beaucoup plus grande.

Les auteurs préconisent alors, pour le calcul du courant détecté, une méthode graphique consistant à déterminer l'amplitude des diverses fréquences à la sortie, pour une fréquence donnée et constante à l'entrée, mais avec une polarisation variable; puis, à représenter la seconde tension appliquée, par une variation de polarisation.

Ils retrouvent ainsi quelques résultats simples connus.

P. DAVID.

Peut-on tolérer le ronflement dans les récepteurs alimentés par le secteur? Non! B.F. MIESSNER, *Radio-News*, juin 1930, 1110-1111, et **Le ronflement dans les récepteurs alimentés par le secteur**, même auteur, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, janvier 1930, 137-166.

Dans le premier article, l'auteur montre d'abord qu'on a de la peine à doser le ronflement sortant du haut-parleur, parce que l'oreille apprécie mal les intensités, et que les réflexions dans la salle, les bruits extérieurs peuvent fausser les résultats. Il préconise de le mesurer par rapport à un son musical repère, obtenu en envoyant dans un écouteur une intensité connue. Il signale d'autre part que si l'on court-circuite successivement plusieurs points choisis du récepteur, on peut se faire rapidement une première idée des endroits où ce ronflement prend naissance.

Dans le second article, la question est analysée de plus près. Voici d'abord la liste des causes provoquant le ronflement :

A) *Dans les tubes eux-mêmes :* variation périodique de la température du filament ; en sens contraire, absorption périodique d'une partie des électrons par la connexion positive du filament, agissant comme « plaque » ; déviation des électrons par le champ magnétique ; dissymétrie du filament.

On peut corriger ces défauts aussi bien avec des tubes à chauffage indirect ou direct.

B) *Induction* sur les éléments du montage, et notamment sur les transformateurs basse fréquence, provenant des transformateurs et filtres d'alimentation, du haut-parleur si celui-ci comporte une excitation redressée. Il peut y avoir aussi de l'induction électrostatique.

C) *Tensions grille et plaque insuffisamment filtrées ;* ou ne partant pas du milieu exact de la tension filament

L'auteur revient ensuite, avec un peu plus de détails techniques, sur les considérations du premier article : mesure et diagnostic du ronflement. Il termine par des conseils sur la construction des récepteurs et indique divers perfectionnements imaginés par lui : construc-

Digitized by Google

SILICE PURE FONDUE SiliS SILICE PURE FONDUE

"SiliS"

est, de tous les isolants, celui qui s'échauffe le moins dans un champ de haute fréquence

Silis transparente.	1
Silis opaque	2,5
Porcelaine	25
Verre.	11 à 25
Ebonite	18 à 25
Bakélite	100

Pertes comparées d'énergie dans quelques diélectriques usuels

QUARTZ ET SILICE

TÉL. { Anjou 10-99 / Inter. . 214
Adresse télégraphique : Siliquartz-Paris 123

Siège Social : 8, rue d'Anjou, PARIS-VIII^e^

Usine à Saint-Pierre-les-Nemours

R. d. C Seine 206.183

NOUS RACHETONS 5 FR. L'EXEMPLAIRE

les numéros suivants de ***L'Onde Electrique***

N° 62 -- Février 1927

N° 67 -- Juillet 1927

Ces numéros ayant été envoyés deux fois, par erreur, nous font défaut et nous serions reconnaissants à nos abonnés de nous aider à les recouvrer.

Chaque numéro qui nous sera retourné donnera droit à un bon d'achat **d'une valeur de 5 francs** *de volumes choisis dans le Catalogue de la*

LIBRAIRIE ÉTIENNE CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

tion plus logique des filtres, neutralisation du ronflement (par bobine de choc avec enroulement compensateur, circuit de réaction aux étages, etc.).

P. DAVID.

Sur la réception des ondes ultra-courtes; W. FISTOR, *Zs. Ilfr. Techn.*, **35**, avril 1930, 135-148. — Sérieuse étude sur la réception des ondes de Barkhausen (environ 0 m. 50). Le choix du tube s'est porté sur une lampe *bigrille* Telefunken 074 *d*, dont les propriétés oscillatrices ont été d'abord étudiées. L'auteur a ensuite construit deux modèles de récepteurs « à réaction », l'un avec fils de Lecher, l'autre avec circuit oscillant fermé ; les résultats sont à peu près équivalents ; le réglage de la longueur d'onde, facile à proximité de l'émetteur, devient très difficile sur un signal faible et l'émission doit obligatoirement être modulée. Avec ces dispositifs la portée dépassait 20 km.

Enfin la super-réaction n'a pas donné de résultats satisfaisants, sans doute parce que les variations de tension provoquaient des variations excessives de la fréquence.

P. DAVID.

Le « Sténode Radiostat ». Explication proposée; S.-O. PEARSON, *Wir. World*, 21 mai 1930, 527-530. — Nous avons déjà rendu compte, avec les réserves nécessaires, de la sensationnelle invention du Dr Robinson. (Voir *Onde El.*, février 1930, p. 13-A.)

Voici une nouvelle « explication », illustrée d'un schéma complet de l'appareil.

On remarque d'abord que cette seconde théorie contredit la première. Il s'agit maintenant d'un changeur de fréquence très normal, à cela près qu'entre deux étages moyenne fréquence se trouve un filtre comprenant un quartz, et entre deux étages basse fréquence, une combinaison corrective rétablissant la fidélité de reproduction.

On comprend ainsi que l'ensemble réalise une sélection exceptionnelle ; si grande, que d'après l'auteur, elle rend impossible la réception de tout émetteur qui n'est pas lui-même stabilisé par quartz.

Mais on ne voit toujours pas en quoi les « bandes latérales » de la modulation pourraient être conservées, tout en éliminant les brouilleurs écartés de 1 kilocycle. C'est alors que l'auteur suggère la remarque suivante :

« Une onde de fréquence F modulée à la fréquence f ne peut être analysée en moins de *trois* composantes : savoir, $F - f$, F, $F + f$; c'est la superposition de ces trois composantes qui empêche toute variation de fréquence de l'onde porteuse. Au contraire, un brouilleur produisant avec l'onde porteuse, un battement audible, ne donne lieu qu'à *deux* composantes, et par suite produit une modulation de la fréquence... C'est cette variation de fréquence qui permet l'élimination du brouilleur ».

Plusieurs lecteurs ont protesté (*Wir. World*, 11 juin 1930, p. 633-634) contre l'insuffisance de cette explication. Non sans raison, à notre avis !

Faut-il comprendre que le « Stenode Radiostat » est suffisamment sélectif pour ne recevoir qu'*une seule* des bandes de la modulation, et par suite éliminer les brouilleurs, même très rapprochés, pourvu qu'ils soient de l'autre côté de l'onde porteuse ? Si oui, mieux vaudrait le dire clairement.

P. DAVID.

Récepteur de radio-diffusion pour automobiles; P.-O. FARNHAM, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, février 1930, 321-326. — La construction d'un récepteur à incorporer dans une carrosserie d'automobile soulève quelques difficultés techniques. En premier lieu, il faut blinder les connexions d'allumage du moteur et tout l'équipement électrique, pour empêcher les perturbations. En second lieu il faut éviter les bruits microphoniques, et pour cela avoir aussi peu d'amplification basse fréquence que possible : l'auteur préconise la détection par lampe puissante attaquant directement le dernier étage de puissance.

Avec petite antenne (hauteur effective de l'ordre du mètre), trois étages haute fréquence accordés à commande unique, détectrice et une lampe B. F., la réception des stations de diffusion est possible en marche jusque vers 80 à 160 km.

Cependant en raison des fluctuations résultant des accidents de ter-

Digitized by Google

Téléphone : SÉGUR 73-44

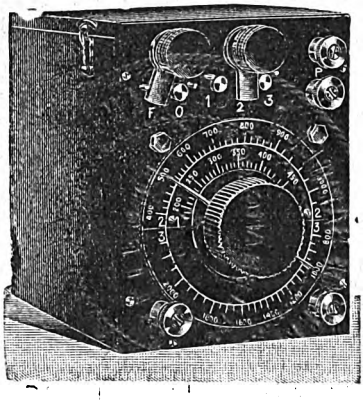
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIVe)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

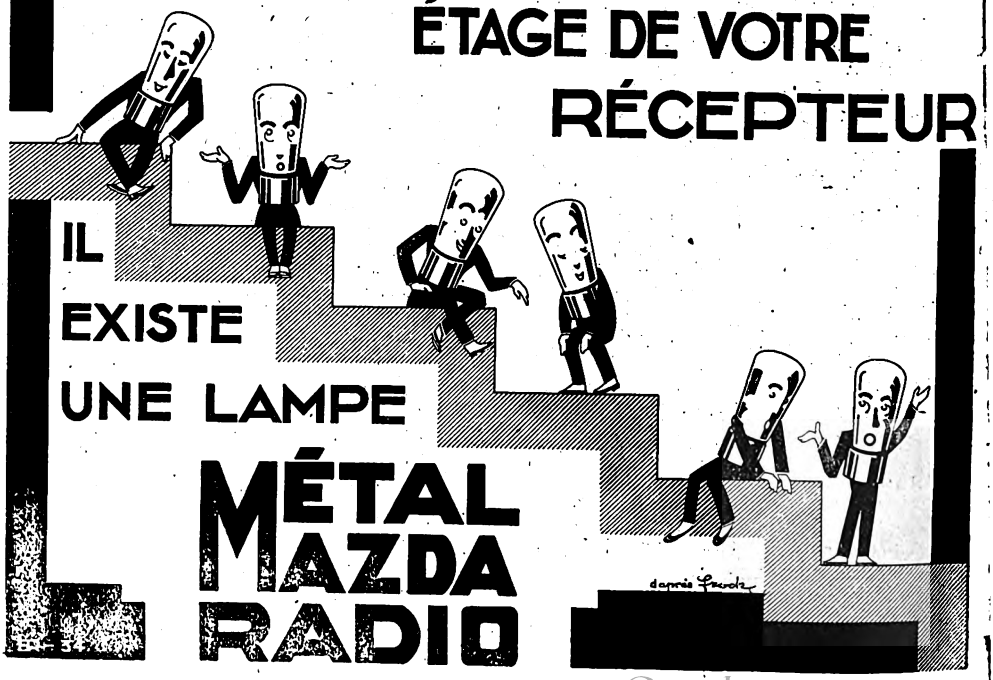
CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

POUR CHAQUE ÉTAGE DE VOTRE RÉCEPTEUR



IL EXISTE UNE LAMPE

MÉTAL MAZDA RADIO

Digitized by Google

rain, un réglage automatique de l'amplification semble désirable.

P. DAVID.

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Possibilités de transmission des idées dans une bande limitée de fréquences; F.-E. TERMAN, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, janvier 1930, 167-177. — Dans tous les moyens de communication électrique, la bande de fréquence transmise est limitée, c'est-à-dire que l'on ne peut augmenter indéfiniment la vitesse ou la qualité des signaux.

L'auteur estime que dans l'état actuel de la radiotechnique, les bandes de fréquences sont très mal utilisées.

Il préconise :

En télégraphie sur ondes courtes, l'emploi d'une seule onde pour transporter plusieurs modulations manipulées séparément ; et l'emploi des procédés utilisés sur les câbles et qui permettent de transmettre 200 mots par minute dans une bande de 50 cycles (n'en déplaise à l'auteur, la transmission radio est sujette à des variations et à des accidents qui justifient des coefficients de sécurité, c'est-à-dire des largeurs de bande, supérieurs à la transmission sur câble).

En téléphonie de diffusion, la généralisation des stations sur fréquences communes ; pour desservir les zones d'interférence, on superposerait deux ou trois réseaux de stations, la longueur d'onde changeant légèrement d'un réseau à l'autre, et l'auditeur se réglant, sans chercher à comprendre, sur celle qui lui donne la meilleure réception.

Quant à la télévision, l'auteur, ne pouvant rogner sa bande de fréquences très exagérée, estime qu'elle devra se développer surtout avec fil.

La stabilisation des fréquences — problème qui limite actuellement le resserrement des stations — serait résolue en ayant, pour chaque pays (et même dans l'avenir internationalement) une série de stations « chefs d'orchestre » transmettant en permanence des fréquences étalons, dont toutes les autres se serviraient pour leur propre contrôle, par addition, soustraction, multiplication, démultiplication, etc.

P. DAVID.

Les radiocommunications et les transports aériens; R.-L. JONES, F.-M. RYAN, *Transact. Am. Inst. El. Eng.*, **49**, janvier 1930, 187-197. — Après avoir rappelé l'importance des radiocommunications pour le fonctionnement d'une ligne aérienne, l'auteur rend compte d'un certain nombre d'études faites par les Bell Laboratories. En particulier, des mesures de champ ont été faites au sol *et en avion* dans la gamme 1.500 à 6.000 Kc ; l'influence de la hauteur de l'avion est extrêmement nette ; cette gamme (surtout aux fréquences les plus grandes) convient bien aux liaisons jusqu'à 100 ou 150 milles de distance.

Les auteurs décrivent ensuite un ensemble émetteur-récepteur téléphonique pour avion, avec commande à distance. L'émission est stabilisée par quartz, la puissance dans l'antenne atteint 50 watts ; pour avoir de bonnes portées il faut une antenne pendante. Le récepteur comporte trois étages haute fréquence à grille-écran. Des types spéciaux de microphone ont été établis pour empêcher les bruits extérieurs de gêner la transmission.

Les études seront continuées à l'aide d'un nouvel avion trimoteur aménagé en laboratoire volant.

P. LEROY.

Télégraphie et Téléphonie sur ondes de 0 m. 50; S. UDA, *Zs Hfr. Techn.*, **35**, avril 1930, 129-135. — L'auteur employait un générateur d'oscillations électroniques, genre Barkhausen, mais avec deux ou même plusieurs lampes en parallèle ; la modulation était faite par variation de tension plaque, soit à 1.000 p:s en télégraphie, soit en téléphonie par les courants microphoniques amplifiés.

A la réception on avait un dispositif oscillateur semblable, mais dont la fréquence pouvait être réglée par variation potentiométrique de la tension négative de plaque ; cette lampe servant de « détectrice à réaction » était suivie d'amplification basse fréquence.

Entre postes en vue l'un de l'autre, la portée atteignait 10 km. ; en adjoignant à l'émission et à la réception, un système d'antennes dirigées décrit antérieurement (Voir Analyse, *Onde El.*, mai 1930, p. 28-A), la portée passait à 30 km. Ces résultats avaient

Digitized by Google

ANNÉE 1930

VIENT DE PARAITRE

5e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéresse, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réuni dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions.

Liste des Postes Émetteurs Européens avec longueurs d'ondes et manière de les identifier.

La liste des marques déposées, des Membres du R.E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T.S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

été annoncés par Okabe (Voir *Onde El.*, mai 1930, p. 29-A).

P. David.

La production électrique du son et les instruments de musique électrique; F. Trautwein, *Funk-B.*, 13 juin 1930, p. 123-124. — Brève discussion des difficultés que soulève la production d'une vibration complexe ayant des harmoniques déterminés ; quelques suggestions pour la construction possible d'instruments de musique électrique.

P. Leroy.

La meilleure « durée de réverbération des sons » dans les salles d'audition; W.-A. Macnair, *Bell Syst. Techn. Journ.*, **9**, avril 1930, 390-397. — On sait qu'après l'extinction d'une source sonore, le son s'affaiblit progressivement suivant une loi exponentielle : si L est son intensité à l'instant t, on a :

$$L_t = L_0 . e^{-at}.$$

En particulier si l'on donne à l'intensité initiale L une valeur égale à un million de fois le seuil d'audibilité L_1, le temps durant lequel le son reste audible, appelé « durée de réverbération » T, est donné par :

$$\frac{L_1}{L_0} = 10^{-6} = e^{-aT}.$$

Ce temps ne doit être ni trop petit (salle sourde), ni trop grand (écho). Les recherches expérimentales de différents auteurs ont permis de lui assigner une valeur optimum, fonction des dimensions de la salle. (Voir *Onde El.* analyses, mai 1924, p. 22-24 A, et septembre 1924, 54-55 A).

Ceci rappelé, le but de l'article est de montrer que ce résultat empirique est susceptible d'une explication théorique : il suffit d'admettre que l'oreille intègre les intensités pendant tout le temps T, et que l'effet total :

$$\int_{t_0}^{t_1} L_t . dt = K,$$

doit rester constant. De cette hypothèse, on déduit en effet une loi de variation de T, bien en accord avec l'expérience.

Les mêmes considérations peuvent s'appliquer lorsque c'est la fréquence du son qui varie.

Cela revient à admettre que « le cerveau est un instrument balistique » — opinion assez curieuse... !

P. David.

La Durée de Réverbération dans les salles « sourdes »; C.-F. Eyring, *Journ. Acoust. Soc. Amer.*, **1**, janvier 1930, 217-241. — La durée d'extinction des sons dans une salle, se calcule en général d'après les travaux et la formule de Sabine.

Or, ceux-ci ne concernent que des salles d'acoustique normale ; quand on veut les extrapoler aux studios de radiophonie ou de film parlants, dont le pouvoir absorbant a été beaucoup exagéré, on trouve qu'ils s'appliquent mal.

Une nouvelle théorie, élaborée pour le cas des parois très absorbantes, donne la formule suivante (convertie en unités métriques) :

Soit V le volume de la salle, en mètres cubes ;

S la surface des parois, en mètres carrés ;

α le coefficient moyen d'*absorption* du son par les parois.

La durée de réverbération, c'est-à-dire le temps mis par le son pour être réduit au millionième de l'intensité initiale, est :

$$T = \frac{0{,}16\ V}{-S . \mathrm{Log}_e (1 - \alpha)}.$$

Cette valeur, qui tend vers zéro lorsque α tend vers l'unité, a été vérifiée par l'expérience ; elle permet d'établir plus correctement les projets de studios.

P. David.

MATÉRIEL

Relais fonctionnant à l'équilibre indifférent; H. de Bellescize, *Rev. Gén. El.*, **27**, 31 mai, 7 juin 1930, 857-870 et 899-908. — Depuis que les électro-aimants des relais attirent leur palette, bien des travaux ont analysé leur fonctionnement, bien des perfectionnements ont été proposés. Il semblait donc impossible de renouveler entièrement l'aspect de la question. C'est pourtant à quoi l'auteur réussit, en précisant les conditions pour qu'une palette magnétique soit et demeure en équilibre

Digitized by Google

Un bon poste
avec de bonnes lampes
c'est bien...
Un bon poste
avec des lampes

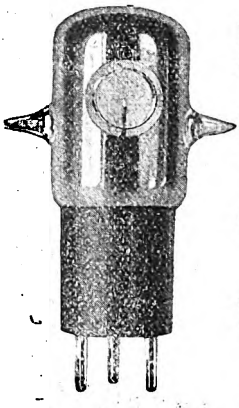
TE KA DE

c'est beaucoup mieux !!

Un essai unique
et vous serez convaincu.
600 dépôts en France

La Lampe TE KA DE
10, Rue Pergolèse - PARIS, 16e

Cellules photoélectriques
FOTOS
(brevets français)



Leurs qualités :
Longue durée
.....
Sensibilité
.....
Stabilité

Leurs applications :
Films parlants
.....
Colorimétrie
Télévision
etc...

Renseignements gratuits
SOCIÉTÉ DES LAMPES «FOTOS»
10, Rue d'Uzès, 10 — PARIS

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange
auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES OU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

rigoureusement indifférent dans un champ. Il étudie successivement le rôle de l'entrefer, le réglage des contacts, l'effet perturbateur de l'hystérésis dans les différentes parties du circuit, les dilatations avec la température, la nature des contacts et les limites du courant coupé... Il indique les réalisations possibles et donne les résultats pratiquement obtenus : relais sensibles capables de fermer un contact à partir d'un courant moteur de l'ordre du microampère ; relais télégraphiques en service sur la liaison (ondes courtes) New-York, Paris et fonctionnant sous scellés sans aucun réglage depuis plusieurs mois.

P. DAVID.

Haut-parleurs pour grandes salles; D.-G. BLATTNER, L.-G. BOSTWICK, *Journ. Soc. Motion Picture Eng.*, **14**, février 1930, 161-170. — Comparaison entre le haut-parleur à diffuseur et celui à pavillon. La fidélité (pourvu que les dimensions soient suffisantes), le pouvoir directif, la puissance électrique reçue, sont du même ordre dans les deux types. Mais le rendement électro-sonore est franchement supérieur dans le second — au moins trois fois. — Par suite, dans les salles d'audition publiques, où la puissance sonore doit atteindre 1/2 à 2,5 watts, l'emploi des haut-parleurs à pavillon permet actuellement une économie notable sur le nombre des appareils et sur les amplificateurs de puissance.

P. LEROY.

Le rayonnement sonore d'une membrane circulaire rigide; H. BACKHAUS, *Ann. der. Phys.*, **5**, 1, 1930, p. 1-35.

Le problème du rayonnement des membranes acquiert un renouveau d'actualité, par l'avènement du haut-parleur à diffuseur. On peut en première approximation représenter celui-ci par un disque circulaire rigide, découpé dans une paroi indéfinie. Le calcul a été fait par divers auteurs; dans le présent article, des simplifications raisonnables permettent d'exprimer le résultat sous forme de série à termes assez simples (fonctions circulaires); il est alors aisé de tracer le diagramme polaire du rayonnement sonore dans les différentes directions.

Une vérification expérimentale a été ensuite tentée par l'auteur; elle a donné de bons résultats vers 1 000 p : s; aux fréquences plus élevées la divergence avec le calcul devient appréciable, d'une part à cause de la solution de continuité entre disque et paroi, d'autre part à cause de l'insuffisante rigidité de cette dernière (carton de 5 mm d'épaisseur)

P. DAVID.

Microphone condensateur perfectionné pour les mesures de pression sonore; D.-A. OLIVER, *J. Scient. Instr.*, **7**, avril 1930, p. 113-119.

Perfectionnement au condensateur microphonique de Wente. Le nouveau modèle très compact, évite la diffraction du son, et la courbe de sensibilité « à l'air libre » devient très voisine de celle « aux pressions effectives ».

P. DAVID.

DIVERS

Résistance du corps humain pour les très hautes fréquences; N.-N. MALOV et S.-N. RSCHEVKIN, *Zs. Hfr. Techn.*, **35**, mai 1930, 177-191 — Pour les fréquences comprises entre 15 et 1.500 kilocycles-secondes, le corps humain se comporte comme une résistance et une capacité en parallèle. Suivant les points où l'on applique les électrodes, la nature et la dimension de celles-ci, la résistance va de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms ; la capacité, de 0,1 millième à plusieurs millièmes. Ces valeurs sont pratiquement indépendantes de l'intensité du courant; elles diminuent quand la fréquence augmente.

Les auteurs comparent leurs résultats à divers travaux antérieurs et ils en discutent sommairement la signification physiologique.

P. LEROY.

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LES POSTES DE T.S.F.
ALIMENTÉS PAR LE SECTEUR

THÉORIE ET RÉALISATIONS

La technique du Poste-Secteur

Adaptation des anciens montages à l'alimentation par le Secteur

L'Ampli-Secteur Rag pour pick-up

Le Poste-Secteur de Madame

Le Tétradyne-Secteur

Le Réseaudyne

Le Tableau de tension de plaque T.P. 59

100 Pages — 41 Schémas et Photos

PRIX : 7 fr. 50 -- Franco : 8 fr.

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LA TRANSMISSION DES IMAGES
Principes fondamentaux de la Phototélégraphie et de la Télévision

Préface de M. Édouard BELIN

EXTRAIT -- de la -- PRÉFACE

... Il n'y a pas d'impossible absolu, il n'y a qu'un impossible relatif qui mesure notre ignorance momentanée.

Le problème de la transmission des images est aujourd'hui très vaste; il importait d'observer une classification précise et de bien définir les propriétés fondamentales auxquelles font appel les diverses solutions. C'est ce qu'a fort bien compris M. Aisberg qui conduit ainsi son lecteur, des principes généraux à l'exploitation pratique sans laisser dans l'ombre aucun point difficile. Et ce même lecteur arrive ainsi sans effort à posséder, après des notions générales sur la technique, une connaissance complète de la téléphotographie, de ses diverses méthodes et de la synchronisation...

1 vol. de 176 pages — 82 illustrations

PRIX : 10 francs -- Franco : 10 fr. 50

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, Paris (6e)

Compte Chèques postaux : Paris 53-35

Digitized by Google

INFORMATIONS

Avis de Concours.

Un concours pour le recrutement de 34 Opérateurs radioélectriciens stagiaires destinés aux Etablissements Régionaux de la Navigation Aérienne, aura lieu au Port Aérien du Bourget-Dugny le 15 décembre 1930. La liste d'inscription sera close le 29 novembre 1930.

Conditions d'admission

Les candidats doivent être :

1° Français.

2° Agréés par le Ministre de l'Air.

3° Reconnus physiquement aptes, avant la participation aux épreuves par un médecin agréé par l'Administration. Ils doivent être de bonne constitution et n'être atteints d'aucune maladie contagieuse, ni d'aucune infirmité apparente ou cachée.

4° Agés de 21 ans au moins et de 30 ans au plus le 1er janvier 1930. Toutefois, cette limite d'âge est reculée d'un temps égal à la durée des services antérieurs civils ou militaires, ouvrant des droits à la retraite. La limite d'âge de 21 ans n'est pas opposable aux candidats ayant accompli la durée légale de service militaire imposée à leur classe de recrutement.

Traitements et indemnités.

Les traitements annuels des opérateurs radioélectriciens sont fixés comme suit :

Pour opérateur radioélectricien de 11.000 à 14.900 francs.

Pour opérateur radioélectricien principal de 16.300 à 20.500 francs.

Les opérateurs radioélectriciens principaux peuvent être promus chef de poste radioélectricien à la suite d'un concours.

Les traitements annuels alloués aux chefs de poste radioélectriciens et aux chefs de poste radioélectriciens principaux vont respectivement de 19.500 à 26.000 francs et de 28.000 à 33.000 francs.

En outre de leur traitement les opérateurs et les chefs de poste reçoivent :

1° Une indemnité de résidence allouée seulement à ceux d'entre eux exerçant leurs fonctions dans les aérodromes situés sur le territoire des communes ou villes dont la population est au moins égale à 3 000 habitants ; cette indemnité variant suivant l'importance de la population de 373,33 à 2.240 francs par an.

2° Des indemnités pour charges de famille actuellement fixées à 660 francs pour le premier enfant, 960 pour le second, 1.560 pour le troisième et 1.920 pour le 4e et chacun des suivants.

Programmes.

Les demandes de programmes doivent être adressées à M. le Ministre de l'Air, Direction de l'Aéronautique Marchande, 5e Bureau, 37 avenue Rapp. Paris (VIIe).

Digitized by Google

La T. S. F.
en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — **ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.**, par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . 9 »

II. — **PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES**, par le Cᵗ METZ. Prix . . . . . 9 »

III. — **MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES ONDES**, par M. MESNY 7 20

IV. — **LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications**, par M. JOUAUST. 7 20

V. — **RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES**, par M. CLAVIER. . . . . 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter **0.75** *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur
40, rue de Seine
PARIS

Digitized by Google

L'Exposition de T. S. F de Berlin

En août dernier avait lieu à Berlin l'exposition annuelle du matériel radio ainsi que du phonographe et des films parlants.

Nous extrayons de nos confrères Funk-Bastler (29 août 1930, p. 569-574) et Wireless World (10 septembre 1930, p. 241-246) les renseignements qui suivent sur cette intéressante manifestation :

Trois cent cinquante exposants se partageaient une surface de 27 000 mètres carrés. En outre des démonstrations proprement commerciales, de grands efforts avaient été faits pour l'intérêt général et l'instruction du public : exhibitions cinématographiques de personnages célèbres ; de musiques étrangères, etc. frappantes démonstrations des brouillages apportés à la réception radiophonique par les appareils électriques, et moyens d'y remédier ; salle de lecture avec revues étrangères, etc.

Le matériel de T. S. F. proprement dit comportait, comme nouveauté sensationnelle, les postes Telefunken avec lampes à grille *extérieure* ; la polarisation de cette grille n'intervenant pas, on peut la relier directement à la plaque de l'étage précédent, et le montage est simplifié ; le poste à trois lampes, avec haut-parleur incorporé et alimentation sur le secteur, vaut environ 1.200 francs complet.

Beaucoup d'autres modèles analogues, à deux et trois lampes, souvent avec grille-écran. et « presque sans exception alimentés sur le secteur », se vendent depuis 800 francs, pour la réception des postes locaux et peu éloignés. Les modèles à quatre lampes ont « une réserve de puissance suffisante pour ceux qui désirent entendre les stations lointaines ».

Les postes transportables sont en diminution ; on signale un poste mixte fonctionnant à la maison sur le secteur, en dehors sur accumulateurs.

Presque tous les appareils sont prévus pour l'adaptation d'un lecteur phonographique (pick-up) dont il existe une infinité de types.

Les haut-parleurs marquent, paraît-il, un très gros progrès dans la fidélité de reproduction musicale ; on en trouve depuis 200 francs (électromagnétique) et 300 fr. (électronynamique). Un modèle électrostatique est présenté par Vogt ; un autre modèle, électrodynamique de puissance énorme pour l'extérieur (Siemens), peut être entendu à 20 km. ; l'amplitude de vibration de sa membrane atteint 2 cm.

Signalons enfin divers progrès dans les accessoires. et notamment dans les transformateurs à basse fréquence, où l'emploi d'alliages magnétiques spéciaux permet de transmettre les fréquences jusqu'à 10.000.

Nouveautés remarquables encore parmi les cellules photo-électriques, concernant la sensibilité dans le spectre visible et infra-rouge, qui serait très augmentée ; un des modèles comporte seulement une plaque d'oxyde de cuivre sans ampoule vidée.

Enfin quelques récepteurs de télévision étaient présentés ; mais « on n'a pas l'impression que la télévision soit encore mûre pour le public ».

P. Leroy

Digitized by Google

COURS DE L'ÉCOLE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRICITÉ

(Section de Radioélectricité)

H. ARMAGNAT et Léon BRILLOUIN. — **Les Mesures en haute fréquence** . . . . . 30 »

M. BOCHET. — **Les Moteurs thermiques** . . . . . 24 »

BETHENOD. — **Les Alternateurs à haute fréquence** . . 25 »

DE BELLESCIZE. — **Les atmosphériques et leur influence sur les signaux de T. S. F.** 10 80

CURIE (Mme Pierre). — **Radioactivité et phénomènes connexes** 4 30

L. DRIENCOURT. — **Emploi de la T. S. F. pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure.** 7 20

E. REYNAUD-BONIN. — **L'acoustique téléphonique. La téléphonie. La télégraphie.** . . . . . 12 »

R. JOUAUST. — **La télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux.** 14 40

E. BLOCH, Maître de conférences à la Sorbonne. — **Les procédés d'enregistrement des signaux de T. S. F.** 7 20

J.-B. POMEY, Ingénieur en chef des télégraphes. — **Principes de calcul vectoriel et tensoriel** . . . . . 36 »

DUFOUR, Chargé de cours à la Sorbonne. — **Oscillographe cathodique pour l'étude des basses, moyennes et hautes fréquences** 7 20

A. PÉROT, Professeur à l'École Polytechnique. — **Phénomènes magnétiques et électriques terrestres** . . . . . 6 »

A. PÉROT, Professeur à l'École Polytechnique. — **Principes d'acoustique** 9 60

FRANCK (Ct). — **La T. S. F. et l'Aéronautique** 9 60

R. MESNY. — **Usage des cadres et radiogoniométrie** 30 »

P.-M. VIEILLARD. — **Les Antennes de T. S. F.** 10 80

P.-M. VIEILLARD. — **L'Émission en ondes amorties.** 10 80

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS (6e)

Digitized by Google

ANALYSES

Les analyses sont imprimées avec une pagination spéciale et sur un seul côté des feuilles de façon que l'on puisse, soit les relier à part, soit les découper en fiches pour un classement personnel.

GÉNÉRALITÉS

Analogies entre les ondes électromagnétiques et les ondes à la surface de l'eau; L. Heck, Funk-B., 21 mars 1930, 193-197.

Description d'expériences et recueil de curieuses photographies montrant la propagation des ondes sur l'eau, leur réflexion sur des obstacles, divers phénomènes d'interférences, etc.

P. Leroy.

MESURES

Normalisation de la fréquence; J. K. Clapp et Clawford. *QST*, **14**, mars 1930, p. 9-15.

Après avoir exposé les généralités du problème, les auteurs décrivent l'installation de mesure absolue réalisée dans les laboratoires de la General Radio C°. L'ensemble, robuste et simple, est monté sur un bâti normal de relais téléphonique. Il comprend un oscillateur piézoélectrique commandant, par l'intermédiaire de deux multivibrateurs, une roue phonique à aiguilles d'horloge. Le quartz a sa température maintenue à 1/100 de degré près, et celle de son oscillateur est également réglée à 1/10 de degré, les deux thermostats travaillent en cascade. La fréquence, de l'ordre de 100.000 p:s, serait constante à 2.10^{-6} près. Le premier multivibrateur est synchronisé sur 10.000 p:s le second sur 1,000 p:s, ce dernier alimente directement la roue phonique. Les harmoniques du premier multivibrateur fournissent de très nombreux points pour les étalonnements; un troisième multivibrateur synchronisé sur 100.000 p:s allonge la gamme utilisable vers les très hautes fréquences (30 Mp:s).

B. Decaux.

L'établissement de l'étalon de fréquence japonais; Y. Namba. *Proc. inst. Rad. Eng.*, **18**, juin 1930, p. 1017-1027.

L'installation de mesures comprend deux étages de multivibrateurs commandés par un diapason entretenu. Le diapason en élinvar, fabriqué par Sullivan a une fréquence d'environ 1000 p:s; son support et l'accord de ses circuits ont été spécialement étudiés ; la bobine de couplage débite sur un potentiomètre à haute résistance Bien que son coefficient de température soit très faible, le diapason est placé dans une cuve thermostatique portant sa température normale à 36° ; le régulateur bilame maintient, par l'intermédiaire d'un jeu de lampes et de relais, la température à 0°,1 près.

Pour étalonner le diapason on lui fait entrainer directement une roue phonique avec compteur de tours par enregistrement. L'étalon de temps étant une pendule Riefler comparée aux signaux horaires, les étalonnements portent sur des durées de 24 heures donnant une précision de l'ordre de 1/1 000.000. L'inertie calorifique du diapason empêche son emploi avant plusieurs heures de fonctionnement. L'auteur a étudié également l'influence de la pression atmosphérique,

Le premier multivibrateur, à 1000 p:s synchronisé par le diapason, synchronise lui-même le deuxième sur des harmoniques pouvant aller jusqu'à la 100e. Les étalonnements se font à l'oreille au moyen d'un oscillateur auxiliaire très stable, par doubles battements; la construction de cet oscillateur a été particulièrement soignée.

L'auteur indique les résultats de mesures effectuées ainsi sur des quartz.

B. Decaux.

Mesures de fréquences; Seikichi Jimbo., *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, novembre 1929 p. 2011-2033.

L'auteur utilise comme étalon de temps un chronomètre comparé à une pendule Riefler; une comparaison de 6 minutes fournit la précision de

Digitized by Google

QUARTZ ET SILICE

Société Anonyme au Capital de 5.000 000 de frs.

—— Spécialistes de l'isolement Haute fréquence ——

Le Quartz

Haute tension

Haute fréquence

Haute température

— Pertes comparées d'énergie dans quelques — diélectriques usuels —

Silice transparente...	1
Silice opaque	2,5
Mycalex.....	7
Porcelaine	25
Verres	11 à 25
Ébonite.....	18 à 25
Bakélite..	100

Le Mycalex

Qualités du mica

Solidité du Métal

Usinable et Moulable

Bureaux : 8 Rue d'Anjou — PARIS 8e — Téléphone : Anjou 10-99
Inter-Anjou 214

NOUS RACHETONS 5 FR. L'EXEMPLAIRE

les numéros suivants de ***L'Onde Electrique***

N° 62 -- Février 1927

N° 67 -- Juillet 1927

Ces numéros ayant été envoyés deux fois, par erreur, nous font défaut et nous serions reconnaissants à nos abonnés de nous aider à les recouvrer.

Chaque numéro qui nous sera retourné donnera droit à un bon d'achat **d'une valeur de 5 francs** *de volumes choisis dans le Catalogue de la*

LIBRAIRIE ÉTIENNE CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

1/100.000 sur le temps. Deux méthodes d'étalonnement absolu sont employées; la comparaison strobo-copique, et la démultiplication par roue phonique. Le stroboscope, synchronisé par un diapason à 25 p:s, permet de mesurer des fréquences multiples de 25 p:s de 50 à 1025. Deux moteurs synchrones, l'un de 100 à 700 p:s, l'autre au-dessus de 700 p:s. fonctionnent habituellement mais présentent certains inconvénients. Les deux méthodes fournissent la précision du 1/100 000. Pour les mesures en haute fréquence, l'auteur a adopté un multivibrateur, un sélecteur d harmoniques, et un fréquencemètre à pont qui donnerait les différences de fréquences à 2/10 de période près. Au delà de 50 000 p:s, les comparaisons se font de la même façon par rapport à un oscillateur à quartz.

Les oscillateurs étalons sont un diapason à 25 p:s synchronisé par un chronomètre. et un diapason en élinvar à 1000 p:s, entretenu par triode. Ce dernier a été spécialement étudié en considération des causes de variation : température, aimantation, fixation du support; la deuxième influence, surtout, a donné lieu à d'intéressantes études et à la mise au point d'un nouveau type de bobines d'entretien. L'auteur discute avec autant de soin les conditions d'emploi des piézo-oscillateurs étalons de fréquence.

L'auteur consacre son dernier chapitre à l'étude des résonateurs, considérés comme étalons de fréquence, qu'ils soient électriques (ponts, ondemètres) ou mécaniques (diapasons, sonomètres, quartz); il caractérise l'acuité de la résonance obtenue par la quantité $A = \omega_0/2\delta$, où ω_0 est la pulsation à la résonance et δ le facteur d'amortissement. Le maximum d'acuité est naturellement atteint par le diapason et le quartz. A noter, dans ce dernier cas, l'influence de l'intervalle d'air.

B. Decaux

Un oscillateur piézo-électrique portatif à température constante; W.-E. Heaton et W.-H. Brattain, *Bur of Stand. Journ. of Research.*, **4**, mars 1930, p. 345-350, et *Proc. Inst. of Rad. Eng.*, **18**, juillet 1930 p. 1239-1246.

Le Bureau of Standards ayant besoin de nombreux oscillateurs piézo-électriques portatifs de haute précision, a étudié ce modèle dans ses plus petits détails; la fréquence en est constante à mieux que 1/100.000 près. Le circuit oscillateur comporte une inductance de plaque, le quartz étant monté entre filament et grille avec une résistance de fuite. La fréquence du circuit oscillant constitué par l'inductance et sa capacité répartie, qui est faible, est légèrement supérieure à celle du quartz, ce qui favorise la production des harmoniques. Pour éviter toute variation de fréquence due aux variations de charge du circuit d'utilisation, l'oscillateur se trouve couplé de façon constante et lâche à un étage d'amplification par lampe à grille-écran. Un blindage complet protège les circuits de toute action électrique extérieure. Tous les organes de réglage et de contrôle sont naturellement prévus.

Le coefficient de température est de l'ordre de $2{,}5\ 10^{-5}$ par degré. Le quartz est placé au centre d'un cylindre de cuivre entouré par un enroulement de nichrome. dont le pas variable compense l'effet des bouts. Le tout est entouré d'une boîte isolante en bois; le thermostat à mercure plonge dans l'épaisseur du cuivre. Des couches d'amiante atténuent les variations de température. La monture du cristal, très soignée, comprend deux électrodes massives séparées par un anneau de pyrex, laissant un intervalle d'air de l'ordre du quart de la longueur d'onde ultra-sonore du quartz. La fréquence de six de ces appareils s'est maintenue constante à 5.10^{-6} près pendant plusieurs mois.

B. Decaux.

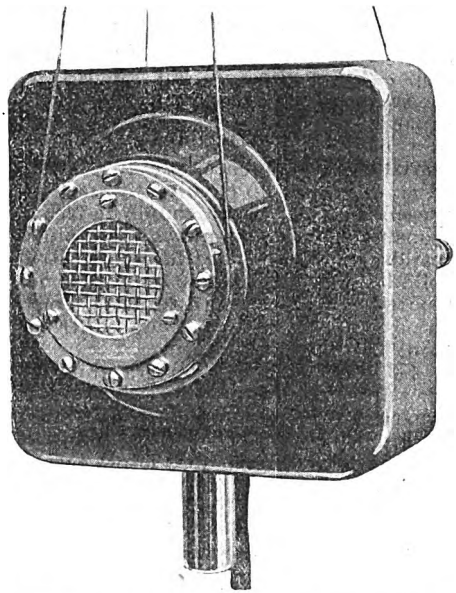
Méthode et appareils utilisés pour l'essai des piézo-oscillateurs destinés aux stations de radiodiffusion; E. L Hall., *Bur. of Stand. Journ of Research*, **4**. janvier 1930, p 115-130, et *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, mars 1930, p. 490-509.

Le Bureau of Standards mesure la fréquence des quarts destinés à *vérifier* (non commander) la fréquence des stations de radiodiffusion; il a renoncé à les ajuster lui-même et se borne à donner aux constructeurs les indications nécessaires. L'installation servant à ces mesures donne une précision considérable (au moins dix fois celle des appareils à essayer) dans des conditions d'emploi particulièrement pratiques.

Les mesures se font par battements avec un piézo-oscillateur étalon. Pour

Digitized by Google

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



Système

" JENKINS & ADAIR "

pour

radiodiffusion de " Haute Qualité "

et enregistrements sonores

pour films parlants

Établiss^ts G. I. KRAEMER

16, rue de Chateaudun

— ASNIÈRES —

(SEINE)

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

Téléphone : SÉGUR 73-44

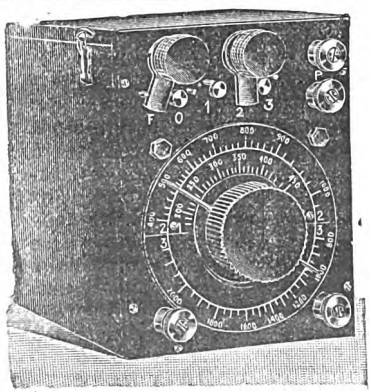
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV^e^)

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

Digitized by Google

supprimer la plage d'indétermination à l'unisson on a recours à un indicateur de battements à aiguille, ou aux doubles battements L'étalon est placé dans des conditions thermiques et électriques rigoureusement constantes; on vérifie sa fréquence (200.000 p:s) par comparaison, toutes les semaines. Les quartz à mesurer ayant des fréquences multiples de 10.000 p:s, on emploie un oscillateur auxiliaire à 10.000 p:s, réglé par battements de battements sur l'oscillateur étalon, et dont on utilise les harmoniques; sa fréquence, très stable, peut être ajustée avec une grande précision Pour avoir une énergie suffisante, on ne mesure pas directement la fréquence du piézo-oscillateur à essayer, mais celle d'un générateur de 250 w ajusté à l'unisson avec lui. La hauteur de la note de battements est mesurée au moyen d'un générateur à fréquence musicale, avec filtre, étalonné avec grande précision.

Pour suivre toutes ces opérations, on dispose d'un ondemètre de haute classe parfaitement étudié et réalisé Le condensateur variable, en parallèle sur une capacité fixe, est monté sur un cadran d'appareil géodésique. Les inductances interchangeables ont été bobinées sur des cylindres de pyrex. Un circuit détecteur indique la résonance, par égalité de déviation de part et d'autre de la pointe de résonance, obtenue au moyen d'un petit condensateur mis en parallèle par intermittences. La précision obtenue atteindrait 3/100.000. Tout l'ensemble est contenu dans une salle à température constante (installation thermique absorbant 5 kw), les mesures n'étant effectuées qu'après un séjour des quartz dans cette salle durant 24 heures.

B. Decaux.

Déviations synchronisées proportionnelles au temps pour les tubes de Braun, E. Hudec, *Z. Hfr. Techn.*, **34**, décembre 1929, p. 207 219.

Il s'agit des dispositifs oscillateurs à basculement brusque, permettant d'obtenir un « balayage » rapide et régulier du faisceau cathodique dans les oscillographes L'auteur décrit plusieurs montages à lampes convenant à cet usage; il en analyse le fonctionnement.

P. David.

ÉMISSION

Oscillation dans les triodes à grille positive; H.-E. Hollmann. *Ann. der. Physik.*, 1930, 5, 247-260.

Cet article est une réplique à l'article de Strutt précédemment analysé (voir *O. E.*, p. 3 -4). Hollmann se propose de montrer par l'étude poussée des oscillations dans une triode Philipps TA 0810, à grille positive, que les curieuses conclusions de Strutt sont l'interprétation incorrecte de résultats particuliers au tube et au montage d'expérience.

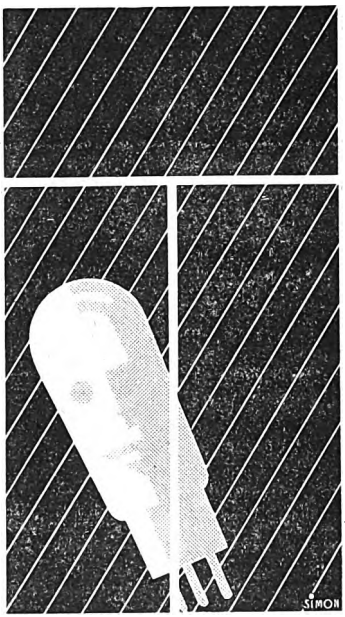
La lampe Philipps TA. 0810 ne donne pas de véritables oscillations de Barkhausen, mais seulement des oscillations de Gill-Morell. Cela tient à la construction même — assez grossière — des spires de grille Ces oscillations de Gill-Morel suivent, dans les premiers domaines d'oscillation, la relation $\lambda = f(d)$ pour V_g variable, d désignant la longueur des fils de Lecher couplés au tube; λ ne demeure strictement constant, pour V_g variable, que dans les domaines d'oscillations les plus courtes Hollmann trouve, par exemple, que les λ dans le premier domaine d'oscillation, passent de 130 cms. à 90 cms, lorsque la longueur des fils couplés au tube varie de 75 cm. à 50 cms. Les oscillations des deux premiers domaines peuvent être attribuées à des oscillations d'ordre supérieur des fils de Lecher eux-mêmes, oscillations dont les fréquences ne sont pas harmoniques au sens strict du mot, la capacité des électrodes du tube ne chargeant pas uniformément les fils.

Pour une même longueur des fils de Lecher, on peut, en faisant varier la tension de grille, passer d'une oscillation d'ordre supérieur à une autre oscillation de même type et c'est ce phénomène que Strutt a confondu avec les sauts de fréquence de deux circuits couplés, en ondes continues. De faibles variations de la λ, avec la tension de grille, dans un même domaine d'oscillations, précèdent généralement ce passage brusque d'une oscillation d'ordre supérieur à une autre Pour des longueurs convenables des fils de Lecher, ces zones de transition disparaissent et avec elles, les pseudosants de fréquence de Strutt.

La diminution de la λ avec celle du diamètre anodique n'est pas surpre-

Digitized by Google

VOICI L'HIVER



... et ses longues veillées. Pour passer de bonnes soirées et obtenir des auditions très pures, équipez votre récepteur avec des lampes

METAL MAZDA RADIO

Notre service de renseignements techniques est à votre disposition pour vous donner tous les renseignements dont vous pourriez avoir besoin sur le choix ou le fonctionnement de vos lampes de

T.S.F

8R - 38

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Digitized by Google

nante, puisqu'il s'agit d'oscillations de Gill-Morell, et que la diminution du diamètre anodique entraîne une augmentation de la capacité d'anode.

Les domaines d'oscillations les plus courtes (45 cm et 17 c 5) doivent être attribués à des résonances internes du tube et, notamment, les oscillations, de 17 cm 5 paraissent dues à une résonance de grille

Enfin, quelques autres anomalies, dans les résultats de Strutt, peuvent provenir de la disposition même des fils de Lecher, normaux aux axes des électrodes du tube.

L'auteur précisera ses vues dans des travaux ultérieurs.

P. Labat

EXPLOITATION — APPLICATIONS

Le Service radiotéléphonique transatlantique ; T.-G. Miller, *Bell Teleph. Quarterly*. **9**, avril 1930, 83-91.

Le Service radiotéléphonique transatlantique a été beaucoup amélioré depuis sa création. Deux circuits à ondes courtes, ajoutés au circuit primitif à ondes longues, ont permis d'assurer la liaison permanente, 24 heures par jour. Les connexions aux extrémités peuvent être faites avec une bonne partie de l'Europe, de l'Amérique du Nord et même (par voie radio-électrique de nouveau) de l'Amérique du Sud Le trafic moyen par jour a été en 1929 de cinquante conversations environ ; dont le prix, abaissé, est entre New-York et Londres, de 45 dollars pour trois minutes.

P. David.

L'acoustique des studios de radio-diffusion: L.-E. Vorhees, *Journ. Am Inst. El. Eng.*, **49**, mars 1930, 210-217.

L'auteur résume les lois générales de l'acoustique des salles d'après Sabine et Watson), puis en fait l'application au cas, très particulier, des studios d'émission radiophonique. Il discute les meilleures dimensions, le pouvoir absorbant des parois, l'emplacement du microphone,... etc. : enfin il indique les précautions à prendre pour permettre la surveillance et l'aération sans introduire aucun bruit parasite.

P. David.

Un exploit de la radiogoniométrie; A. Lion, *Funk B.*, 25 avril 1930.

Récemment, le paquebot « Bremen », avant d'atteindre les côtes américaines, lançait par catapulte un avion postal porteur du courrier et qui devait le devancer à Boston

L'avion fut surpris par un brouillard intense et dans l'impossibilité d'atterrir ; il rebroussa chemin, et se guidant avec son radiogoniomètre, parvint à retrouver le « Bremen » qui le recueillit sans incident. Il avait parcouru 1.100 km.

P. Leroy.

Constantes des antennes pendantes d'avions, L.-A. Hyland, *Proc. I st. Rad. Eng.* **17**, décembre 1929, 2230-2241.

Etude expérimentale sur une douzaine d'avions et le dirigeable rigide Los Angeles. Série de courbes relevées, notamment avec un trimoteur Ford. Longueur d'onde fondamentale (d'où l'on déduit l'emplacement du « centre de radiation » ou ventre de courant) ; résistance (inférieure à 10 ohms dans les bonnes régions de fréquences); inductances d'accord.

Il n'est pas fait mention de la hauteur de rayonnement.

P. David.

Progrès des communications électriques en 1929; K.-W. Wagner, *El. Nachr. Techn.*, **7**, mars 1930, 119-129.

Revue très générale des progrès de l'année : téléphonie et câbles, télégraphie sur fils, radiocommunications (technique générale et applications), acoustique...

P. David.

Indicateur d'alignement pour le radio-phare à double modulation; H. Diamond et F.-W. Dunmore, *Bur. Stand J. of. Res.*, **3**, juillet 1929, 1-10.

Ce type de radio-phare a déjà été décrit dans l'*Onde Electrique* (avril 1929, p. 149).

Les auteurs ont établi un dispositif récepteur différentiel permettant de vérifier l'alignement du radio phare. C'est très commode pour en faire et en surveiller le réglage.

P. David.

Digitized by Google

ANNÉE 1930

VIENT DE PARAITRE

5e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéressent, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réuni dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions.

Liste des Postes Émetteurs Européens avec longueurs d'ondes et manière de les identifier.

La liste des marques déposées, des Membres du R.E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T.S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

Radio-phare à douze directions pour le guidage des avions, avec indication visuelle par lames vibrantes ; H. DIAMOND, F.-G. KEAR, *Bur of Stand. J. of Res.* **4**, mars 1930, 351-369 et *Pro. Inst. Rad. Eng.*, **18**, juin 1930, p. 939-962.

Cet appareil est un perfectionnement du radio-phare à 4 directions déjà en service aux Etats-Unis (Voir *Onde El.*, anal. mars 1929, p. 23-A; articles, avril 1929, 143-159 et mai 1930, 197-228).

Nous rappelons que le principe du radio-phare primitif consistait à réaliser simultanément deux émissions dirigées égales le long de la route à suivre, mais dont l'une ou l'autre devient prépondérante si l'on s'écarte sur le côté. Chacune de ces émissions est modulée à une fréquence déterminée, et le récepteur possède deux lames vibrantes accordées sur ces fréquences ; leurs amplitudes étant visibles, si elles sont égales, c'est qu'on est sur la bonne route ; si elles sont inégales, on en déduit la correction à faire.

Ceci posé, supposons maintenant que l'émission soit faite non plus sur deux cadres avec deux modulations distinctes, mais sur *trois* cadres avec trois modulations ; supposons que le récepteur possède trois lames vibrantes respectivement accordées sur ces modulations : en observant ces lames *deux à deux*, il pourra connaître sa position par rapport aux bissectrices des angles des trois cadres, c'est-à-dire par rapport à douze directions de guidage.

Le principe est simple ; la réalisation soulève un certain nombre de difficultés, car il faut obtenir dans le système émetteur le déphasage désiré malgré les couplages nuisibles, et l'ajustement précis de la direction des faisceaux. Les auteurs décrivent la solution adoptée, les artifices de montage imaginés ; ils discutent sommairement la précision du guidage.

Mis en service à College Park, le système a donné les résultats escomptés avec une portée de l'ordre de *100* milles.

P. DAVID.

Indicateur à lames vibrantes pour radio-phares à 4 et 12 directions ; F.-W. DUNMORE, *Bur. of Stand. J. of Res.*, **4**, avril 1930, 461-474 et *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, juin 1930, p. 963-982.

Cet article fait suite au précédent et décrit l'organe essentiel de la réception : indicateur à lames vibrantes. Les fréquences adoptées sont 65 ; 86.7 ; et 108.3 p : s. : un système ingénieux de caches et de volets colorés permet de choisir et d'interpréter aisément la combinaison de lames convenant à la route à suivre.

Un modèle simplifié à deux lames seulement convient aux radio-phares doubles.

La précision du guidage ainsi obtenu est de l'ordre de $\pm$ 1°.

P. DAVID.

Progrès du système de radio-phares pour avions avec indications visuelles ; J.-H. DELLINGER, H. DIAMOND, F.-W. DUNMORE, *Bur. of Stand. J. of Res.*, **4**, mars 1930, 425-459 et *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, mai 1930, 796-839.

Article d'ensemble récapitulant toute la question des radio-phares établis par le Bureau of Standards.

Après avoir rappelé le grand intérêt du guidage pour la sécurité aéronautique, les auteurs exposent le principe du radio phare à deux cadres croisés, soit avec réception auditive (voir *Onde Elect.* anal., octobre 1928, p. 56-A, janvier 1929, p. 5 A), soit avec indication visuelle par lames vibrantes (Voir *Onde El.*, anal., mars 1929, p. 23-A, article avril 1930, p. 143-159) ; ils décrivent les appareils employés, mentionnent les variantes possibles pour orienter à volonté les directions de guidage (Voir *Onde El.*, anal, mars 1930, p. 22-A). Ils décrivent ensuite le système à trois cadres et douze directions (Voir analyses ci-dessus). Ils indiquent enfin que des travaux sont en cours pour appliquer la méthode à la manœuvre d'atterrissage dans la brume, et au jalonnement de points précis du parcours.

L'article se termine par une discussion générale de l'emploi du système et sa comparaison avec les autres procédés.

P. DAVID.

La formation de l'image et l'amplification en télévision : F. Schröter *E. N. Tech.* **6** novembre 1929 p. 439-453

Discussion des facteurs radioélectriques, influant sur la netteté de l'image : sélection amplification linéaire, cellule.

P. DAVID.

Digitized by Google

Un bon poste
avec de bonnes lampes
c'est bien...
Un bon poste
avec des lampes

TE KA DE

c'est beaucoup mieux !!

Un essai unique
et vous serez convaincu.

600 dépôts en France

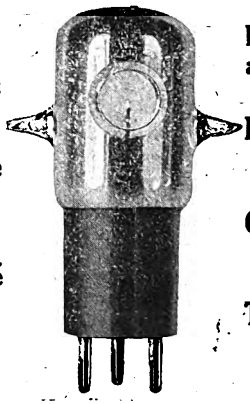
La Lampe TE KA DE
10, Rue Pergolèse - PARIS, 16e

Cellules photoélectriques

FOTOS

(brevets français)

Leurs qualités :
Longue durée
.....
Sensibilité
.....
Stabilité



Leurs applications :
Films parlants
.....
Colorimétrie
.....
Télévision
etc...

Renseignements gratuits

SOCIÉTÉ DES LAMPES «FOTOS»
19, Rue d'Uzès, 10 — PARIS

VIENT DE PARAITRE

R. RAVEN-HART

LES
RÉCEPTIONS PURES
EN T. S. F.

LA GAMME DES FREQUENCES AUDIBLES
LES DÉFAUTS COMMUNS — COMMENT LES CONNAITRE, COMMENT LES ÉLIMINER. — LA THÉORIE DE L'AMPLIFICATION SANS DISTORSION
— CONSIDÉRATIONS PRATIQUES —

PRIX : 6 fr. FRANCO : 6 fr. 50

Etienne CHIRON, *Editeur*, 40, Rue de Seine
PARIS

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange
auprès des universités françaises 1926-27
Fellow. American Institute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON, Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

Un régulateur de tension à triodes pour générateurs de grande puissance; par L.-C. VERMAN et H.-S REICH., *Proc. Radio Eng.*, novembre 1929.

Dans ce régulateur, les variations de la tension continue, fournie par une dynamo à excitation séparée, sont amplifiées et le courant plaque de la dernière lampe de puissance est envoyé dans le sens voulu dans la bobine de champ de l'excitatrice. Dans le cas d'un alternateur, il faut naturellement d'abord une lampe détectrice. Les auteurs donnent des diagrammes indiquant une variation de tension de moins de un pour mille entre la marche à vide et la pleine charge. Ils indiquent les références antérieures suivantes pour le problème de la régulation par triodes :

Van der Bijl *Eher Thermonic Vacuum Tube* pp 371-373

E.-B Craft et E.-H. Colpitts, *Radio Telephony* Trans.-A.I.E.E., 38, 1re partie, p. 330, 1919.

R.W.-King, *Thermoionic Vacum Tubes*,» Bell System T J., 2, n° 4, pp. 96-98, octobre 1928.

H.-M. Stoller et J.-R. Power, *A Precision Regulator for Alternating Voltage*. Form. A.I E.E. XLVIII, n° 2, p. 110, février 1929.

P.-L.-C.

Appel individuel ou collectif par T.S.F.; A. RISTOW, *Zts Hfr. Techn.* **34**, novembre 1929, p. 169-173.

Après quelques réflexions générales, sur le problème à résoudre, l'auteur décrit un dispositif d'appel sélectif à relais, donnant une bonne protection contre les brouilleurs et les signaux télégraphiques normaux.

P. DAVID.

Le « Secours-Radio » à Berlin, W. ZERLETT, *Funk-B.*, 2 mai 1930, 318-320.

Il a été fondé en Allemagne une organisation pour la lutte contre les « parasites artificiels » troublant la réception radio : moteurs, installations électriques, etc Les plaintes (une centaine par jour à Berlin) donnent lieu à enquête; certains récepteurs peuvent être améliorés; les perturbateurs sont repérés et mis en demeure de cesser.

P. LEROY.

La construction d'une organisation technique; W.-R.-G. BAKER, *Electronics*, mai 1930, p. 62-64 et 110.

L'actif d'une entreprise ne comprend pas seulement ses immeubles, ses machines et ses brevets, mais aussi son personnel et notamment ses « ingénieurs » spécialisés (au sens américain du mot, plus large que le sens français).

L'auteur discute la bonne organisation et le rendement économique de ce facteur humain : excès et défauts, rémunération et participation aux résultats, formation progressive.... le tout, chiffré en dollars.

Mention spéciale est faite de l'industrie radio-électrique dans laquelle les traitements sont plus élevés qu'en électricité; début, 1.600 dollars en moyenne; après 3 ans, 2.700 dollars; après 7 ans, 4.000 dollars.

P. LEROY.

Production de fièvres artificielles par les ondes courtes; C.-M. CARPENTIER ET A.-B. PAGE, *Electronics*, mai 1930, p 68-69.

On sait que les tissus vivants éprouvent un échauffement lorsqu'ils sont placés dans un champ alternatif rapide et intense. Les auteurs ont construit un appareil médical permettant de soumettre le corps humain à ce traitement; installé sur une sorte de hamac, et agréablement ventilé, entre deux plaques métalliques reliées à un émetteur de 500 watts sur 10.000 kilocycles, le patient voit sa température s'élever en une heure de deux ou trois degrés (centigrades). Il paraît que cela entrave la multiplication des microbes tout en stimulant les agents de défense de l'organisme.

P. LEROY.

La radiotechnique et l'acoustique, K. TEUCKE, FUNK-B., 4 avril 1930, 265-267.

Très bref résumé, avec nombreuses indications bibliographiques, des travaux récents d'acoustique intéressant la radio-diffusion : analyse des sons de la voix, échos et pouvoir absorbant des salles, puissance sonore, etc.

P. LEROY.

La télévision, FUNK-B., 14 février 1930.

Ce numéro entièrement consacré à la télévision, contient plusieurs articles

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LES POSTES DE T.S.F.

ALIMENTÉS PAR LE SECTEUR

THÉORIE ET RÉALISATIONS

La technique du Poste-Secteur

Adaptation des anciens montages à l'alimentation par le Secteur

L'Ampli-Secteur Rag pour pick-up

Le Poste-Secteur de Madame

Le Tétradyne-Secteur

Le Réseaudyne

Le Tableau de tension de plaque T.P. 59

100 Pages — 41 Schémas et Photos

PRIX : 7 fr. 50 -- Franco : 8 fr.

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LA TRANSMISSION DES IMAGES

Principes fondamentaux de

la Phototélégraphie et de la Télévision

Préface de M. Édouard BELIN

EXTRAIT -- de la -- PRÉFACE

... Il n'y a pas d'impossible absolu, il n'y a qu'un impossible relatif qui mesure notre ignorance momentanée.

Le problème de la transmission des images est aujourd'hui très vaste; il importait d'observer une classification précise et de bien définir les propriétés fondamentales auxquelles font appel les diverses solutions. C'est ce qu'a fort bien compris M. Aisberg qui conduit ainsi son lecteur, des principes généraux à l'exploitation pratique sans laisser dans l'ombre aucun point difficile. Et ce même lecteur arrive ainsi sans effort à posséder, après des notions générales sur la technique, une connaissance complète de la téléphotographie, de ses diverses méthodes et de la synchronisation...

1 vol. de 176 pages -- 82 illustrations

PRIX : 10 francs -- Franco : 10 fr. 50

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, Paris (6e)

Compte Chèques postaux : Paris 53-35

Digitized by Google

sur sa technique, l'état actuel de sa réalisation en Allemagne, enfin sur les possibilités de radio-diffusion d'images animées. Il est même indiqué comment construire soi-même un récepteur de télévision « éprouvé ».

P. Leroy.

MATÉRIEL

La lampe Pentode de puissance : B.-V.-K. French, *Electronics*, avril 1930, 12-14 et 58 ; **Deux sortes de Pentodes** ; K. Henney, même revue, p. 40-41.

Rappel des intéressantes propriétés de la lampe trigrille ; caractéristiques de divers modèles.

Dans le second article est mentionnée une variante du modèle habituel de puissance ; une des grilles fonctionne comme grille de champ (les deux autres servant de contrôle et d'écran). L'amplification est augmentée ; malheureusement aussi, la capacité grille-plaque.

P. David.

Note sur les variations de coefficient d'amplification des triodes. F. E. Terman et A. C. Cook, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **18**, juin 1930, p. 1044-1046.

Des essais entrepris sur des tubes à cathode chauffée indirectement ont montré des variations atteignant 20 0/0 dues aux extrémités d'électrodes et autres dissymétries. Le coefficient diminue quand la grille est portée à des tensions de plus en plus négatives. Le phénomène se complique avec des lampes à filament ordinaire. Divers inconvénients en résultent.

Tout cela n'est peut-être pas très nouveau. Les auteurs ont perfectionné le Pont de Miller, pour augmenter sa sensibilité, en compensant par une mutuelle inductance le courant traversant la capacité interne.

B. Decaux.

Théorie mathématique du tube à quatre électrodes ; J.-G. Brainerd, *Proc. Rad. Eng.*, **17**, juin 1929, 1006-1020.

Théorie très complète, imitée de Carson et de Lewellyn, en considérant les termes du 1er et du 2e degré dans les fonctions caractéristiques du tube.

Naturellement les formules trouvées sont d'une grande complexité ; l'auteur envisage deux ou trois cas particuliers. Il ne fait aucune application numérique.

P. David.

Essais de « lecteurs » phonographiques (« pick-ups »), *Wir. World*, 26 mars, 2 avril 1930, p. 321-328 et 356-362.

Recueil d'observations et de mesures faites sur les principaux modèles de « lecteurs » du marché britannique ; notamment, la courbe de fidélité de 100 à 8 000 p : s. La comparaison et le classement sont faciles.

L'auteur préconise une augmentation de sensibilité au-dessous de 200 p : s, laquelle existe souvent ; et au-dessus de 3 000, ce qui est beaucoup plus rare.

Les Burndept et Marconiphone semblent satisfaire au mieux ces conditions.

P. David.

Les résistances de valeur élevée ; leur vérification : G. Leithauser, *El. Nachr. Techn.*, **6**, août 1929, p. 335-338.

Les résistances fréquemment employées en radiotechnique doivent satisfaire à des conditions multiples : grande valeur (50 000 ohms à plusieurs mégohms) sous un faible encombrement, indépendante de l'humidité, de la température et de la charge. L'auteur préconise de leur faire subir en usine un essai en haute fréquence pour éliminer les échantillons défectueux. Il décrit le dispositif (à ondes amorties) qu'il a réalisé dans ce but.

P. David.

DIVERS

Caractéristiques de fonctionnement des tubes photoélectriques ; G. F. Metcalf, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, **17**, novembre 1929, p. 2064-2071.

L'auteur a cherché à établir pour les cellules photoélectriques des termes et caractéristiques analogues à ceux des tubes à plusieurs électrodes. Après avoir rappelé quelques définitions photométriques, il signale les propriétés des cellules à gaz et à vide. Il définit ensuite la *sensibilité*, pente de la courbe du courant en fonction du flux lumineux,

Digitized by Google

La T. S. F.
en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — **ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F.**, par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . **9 »**

II. — **PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES**, par le Cᵗ METZ. Prix . . . . . **9 »**

III. — **MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES ONDES**, par M. MESNY **7 20**

IV. — **LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications**, par M. JOUAUST. **7 20**

V. — **RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES**, par M. CLAVIER. . . . . **9 »**

Pour l'envoi franco, ajouter **0.75** *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

Digitized by Google

analogue de la pente des triodes ; puis la *conductance par lumen*, égale à la pente de la courbe tension-courant d'anode divisée par le flux, analogue à la conductance interne.

Sur ces grandeurs, l'auteur base des équations caractéristiques calquées sur celles des triodes. Elles permettent d'étudier le fonctionnement en lumière modulée, et divers autres problèmes que l'on ramène à des circuits électriques simples.

B. DECAUX.

Contrôle des conditions acoustiques dans l'enregistrement des films parlants ; J.-P. MAXFIELD, *Journ. Soc. Motion Picture Eng.*, **14**, janvier 1930, 85-95. — Discussion des conditions acoustiques les plus favorables à l'enregistrement microphonique. La sonorité du studio doit être soigneusement ajustée : ni trop faible (manque de relief, impossibilité d'enregistrer quand les personnages ne sont pas de face) ; ni trop forte (confusion, bruits parasites). L'auteur préconise l'emploi d'un seul microphone, pourvu qu'il soit très soigneusement placé, en concordance avec la distance focale de l'appareil de prises de vues.

P. LEROY.

Les mots et les sons dans la conversation téléphonique ; N.-R. FRENCH, C.-W. CARTER, W. KOENIG, *Bell System Techn. Journ.*, **9**, avril 1930, 290-324. — Ayant recueilli un très grand nombre de conversations téléphonées (80.000 mots au total), les auteurs font une étude statistique sur l'anglais tel qu'on le parle à New-York. La pauvreté de ce vocabulaire est remarquable : 1.241 mots en forment les 99 %.

Les auteurs comparent ces statistiques avec celles de Dewey sur la langue écrite ; ils analysent ensuite les mots en leurs syllabes composantes. Leurs résultats, sous forme de Tableaux, intéresseront la phonétique et la linguistique.

P. LEROY.

Réseaux électriques simulant les filtres acoustiques ; W.-P. MASON, *Bell System Techn. Journ.*, **9**, avril 1930, 332-340. — Il n'est pas toujours exact — en particulier pour les passe-bande — de représenter les filtres acoustiques par des schémas électriques simples ; en effet, en acoustique, la « self-induction » et la « capacité » ne sont pas localisées, mais plus ou moins réparties ; l'effet perturbateur est appréciable aux fréquences élevées.

L'auteur reprend l'analogie électrique du tuyau sonore pourvu de trous ou de cavités ; il donne les schémas équivalents des structures usuelles, ainsi que leurs caractéristiques de filtrage ; les résultats groupés en Tableau permettent de construire un filtre passe-bande acoustique ayant des frontières et une impédance données.

P. DAVID.

Diagrammes pour déterminer l'affaiblissement des filtres symétriques ; Y. WATANABE, *El. N chr. Techn.*, **7**, avril 1930, 153-156.

Il s'agit uniquement des filtres homogènes et de résistances négligeables, fermés sur des résistances pures ; la méthode a été indiquée par Feldtkeller (Voir *Onde Electrique*, analyses, août 1928, p. 43-A).

L'auteur porte spécialement son attention sur le voisinage des fréquences frontières et montre qu'il ne s'y passe rien de spécial.

L'application est faite à quelques cas particuliers.

P. DAVID.

Procédés de recherches géo-électriques en courant alternatif ; W. GEYGER, *Zs Hfr. Techn.*, **34**, novembre, décembre 1929, 184-191, 228-233.

Revue des principes et des méthodes d'exploration électrique du sous-sol, en vue d'y déceler les gisements minéraux, nappes, etc., par les variations de conductibilité qui en résultent.

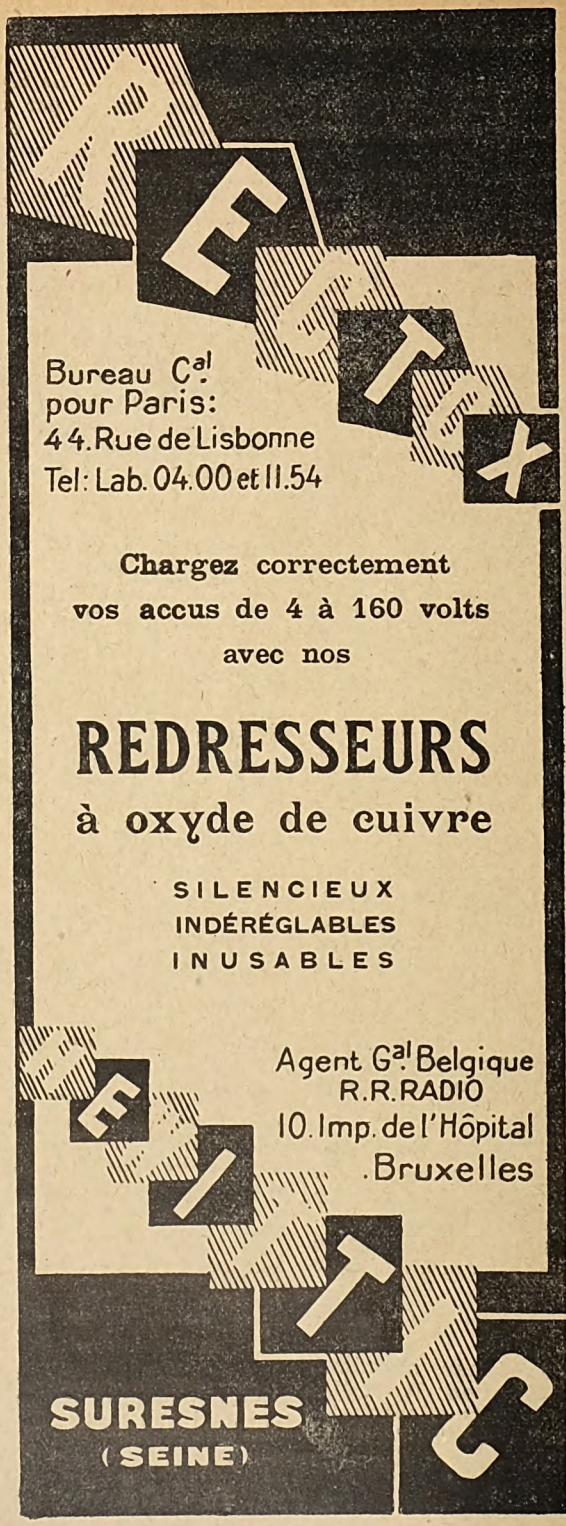
P. DAVID.

Propagation des ultra-sons dans différents corps ; S.-J. SOKOLOFF, *El. Nachr Techn.* **6**, novembre 1929, 454-461.

Etude de l'absorption et de la vitesse de propagation dans l'eau, les métaux, sur des fils et des tubes.

P. LEROY.

Digitized by Google



Digitized by Google

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Assemblée Générale Ordinaire

Réunion du 30 avril 1930.

La séance est ouverte à 20 h. 45, sous la présidence de M. Jouaust.

La parole est donnée à M. le Secrétaire Général par lecture du rapport général de l'exercice 1929.

RAPPORT GÉNÉRAL DE L'EXERCICE 1929

Messieurs,

Nous avons l'honneur de vous soumettre l'exposé de notre gestion pendant l'exercice écoulé.

L'activité technique de notre Société s'est manifestée dans les mêmes conditions que les années précédentes ; nous avons continué à recevoir de nombreux et importants articles pour notre publication, et l'assiduité de nos membres aux séances de la société ne s'est pas démentie.

∴

Malheureusement, les retards de publication de l'*Onde Electrique* n'ont pas pu être rattrapés au cours de l'année, malgré les efforts faits par tous pour remédier à un état de choses aussi préjudiciable ; mais nous avons la certitude actuellement que nous serons en règle dans le courant du mois de juin.

Nous avions formé le projet d'introduire dans l'*Onde Electrique* une part importante d'articles spécialement destinés à ceux de nos membres qui s'intéressent à la radioélectricité en Amateurs éclairés : articles documentaires dépouillés de tout appareil mathématique, articles sur des montages nouveaux, sur les résultats obtenus dans les expériences d'amateur.

Nous avons constaté, une fois de plus avec regret, qu'il était très difficile d'atteindre régulièrement ce but ; les collaborations dans ce sens sont rares et ceux d'entre nous qui consacrent leurs efforts au bien et au progrès de la société, ne sont pas assez nombreux. Nous trouvons des conseils et des promesses en quantités impressionnantes, mais il en est tout autrement des travaux effectifs. Jetez, par exemple, un coup d'œil sur les analyses de l'*Onde Electrique* depuis deux ou trois ans ; vous n'y trouverez guère que les noms de MM. Abadie David et Decaux.

Qu'il me soit permis d'ajouter en passant que leurs comptes rendus sont particulièrement appréciés, non seulement en France mais à l'Etranger où l'on a plus d'occasions de les comparer avec d'autres travaux du même genre publiés dans des revues étrangères.

Nous faisons donc à nouveau appel à tous ceux qui consentent à faire un effort pour le progrès de la Science ou de la technique, à tous ceux qui acceptent de travailler pour un idéal.

∴

Dans un ordre d'idées voisin, nous serions heureux de voir les constructeurs prendre avec nous des contacts plus fréquents. Nous n'avons cessé, depuis plusieurs années, de leur demander de présenter, sous forme technique, à nos séances et dans notre revue, le matériel qu'ils créent ; ils ne répondent pas suffisamment à ces appels. Pourtant, de telles présentations auraient souvent plus d'avantages pour eux que des pages de publicité coûteuses, et je sais bien des lecteurs de l'*Onde Electrique* qui seraient très heureux d'y trouver régulièrement les traces manifestes des progrès industriels et la documentation pratique si utile en

Digitized by Google

toute occasion. Nous demandons à ceux d'entre vous qui peuvent agir dans ce sens sur les constructeurs, qu'ils s'emploient à les convaincre.

*
* *

La situation financière présente pour la première fois un excédent de dépenses et cette situation se reproduira au cours de la présente année en raison de l'accroissement de nos frais.

Il devenait indispensable de concentrer nos services et de posséder un local pour notre secrétariat ; aussi avons-nous loué, en commun avec le Comité International de T.S.F., un bureau au Building Saint-Augustin, 26, rue de la Pépinière.

En outre, l'éditeur de l'*Onde Electrique*, M. Chiron, nous a fait profiter jusqu'ici de conditions particulièrement avantageuses au sujet desquelles nous tenons à lui exprimer ici toute notre reconnaissance. Mais les hausses successives des prix sont telles qu'il deviendra indispensable de réviser notre contrat.

Enfin, nous pensons instituer pour 1931 un nouveau prix comme celui qui va être attribué cette année, en vue de continuer à attirer l'attention des milieux scientifiques français sur les nombreux problèmes de science pure qui se posent en radioélectricité.

Dans ces conditions, nous nous voyons obligés de suivre la voie que nous ont tracée toutes les autres sociétés et de vous demander une élévation des cotisations.

*
* *

Depuis quatre ans, nous avons introduit dans la société, des membres associés, recevant *La T.S.F. pour Tous*, dont le nombre voulu d'exemplaires était mis à notre disposition par M. Chiron pour un prix insignifiant. Cette catégorie de membres et le service de cette revue complique beaucoup le travail de notre secrétariat, sans répondre aux buts techniques et scientifiques de notre société ; nous vous proposons la suppression des membres associés.

Ce rapport est approuvé à mains levées. La parole est ensuite donnée à M. Colmand, trésorier.

RAPPORT DU TRÉSORIER

Messieurs,

Nous avons l'honneur de vous présenter la situation financière de notre société pendant l'exercice écoulé.

L'état des recettes et des dépenses s'établit comme suit :

Recettes.

Versement d'un membre bienfaiteur	1.000 »
— membres à vie	1.050 »
Cotisations annuelles	32.993 24
Intérêts	3.251 10
Recettes diverses (publicité, divers)	4 985 55
	43.281 89

Dépenses.

Publications	24.093 12
Table des matières des 6 premières années de l'*Onde Electrique*	4.288 »
Réunions	7.076 25
Frais généraux et divers	10 599 15
	46.056 52

Pour la première fois, les dépenses ont dépassé les recettes ; le dépassement est de 2.774 fr. 53, mais il y a lieu de remarquer que nous avons fait imprimer la table des matières des six premières années de l'*Onde Electrique* et que cette impression nous a coûté 4.288 francs. En outre, une somme de 2.500 francs a été consacrée à l'organisation du secrétariat et au foyer correspondant pour le 4e trimestre de 1929. Conformément aux statuts que nous avons portés à la réserve

Digitized by Google

statutaire pour 1930, une somme de 2.050 francs représentant les cotisations d'un membre bienfaiteur et de deux membres à vie.

Jusqu'à cette année, nous avions compté notre portefeuille à sa valeur d'achat ; il montait l'an dernier à la somme de 47.919 fr. 85. Les cours s'étant notablement modifiés et ayant atteint une valeur plus normale, il nous a paru préférable, pour donner une idée plus exacte de la valeur du portefeuille, de le compter à sa valeur réelle au 31 décembre 1929 ; cette valeur était de 68.478 francs.

Le bilan, au 31 décembre 1929, s'établit alors comme suit :

BILAN

Actif.

Frais de constitution	1 »
Portefeuille au 31 décembre 1929	68 478 »
Comptes courants fin 1929	17.493 68
Débiteurs divers	4.965 80
Matériel de la Société	3.264 50
En Caisse chez le Trésorier	1.459 60
	95.661 58

Passif.

Réserve statutaire au 31 décembre 1928	27.350 »
Réserve statutaire pour 1929	2.050 »
Créanciers divers	9.258 »
Report à nouveau	57 003 58
	95.661 58

La parole est ensuite donnée à M. P. Toulon, Commissaire aux Comptes, qui lit le rapport rédigé d'accord avec les autres Commissaires aux Comptes.

RAPPORT DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

Messieurs,

Nous avons procédé à l'examen et à la vérification des écritures de la comptabilité en nous faisant présenter tous documents nécessaires.

Il ressort de ces écritures que (sous réserve de l'approbation de votre Assemblée), le bilan s'établit, au 31 décembre 1928, de la manière suivante :

Actif.

Frais de constitution	1 »
Portefeuille au 31 décembre 1929	68 478 »
Comptes courants fin 1929	17.493 68
Débiteurs divers	4.965 80
Matériel de la Société	3 264 50
En caisse chez le Trésorier	1.459 60
	95.661 58

Passif.

Réserve statutaire au 31 décembre 1928	27.358 »
Réserve statutaire pour 1929	2 050 »
Créanciers divers	9.258 »
Report à nouveau	57.003 58
	95 661 58

Il ressort des comptes ci-dessus que le capital disponible de la Société, qui était de 41.271 fr. 06 l'année dernière, est de 57.003 fr. 58 cette année-ci. Cette augmentation, en apparence considérable, provient principalement de la valeur donnée à l'inventaire des titres en portefeuille. Le léger déficit réel de cette année sera largement comblé par l'augmentation prochaine des cotisations qui vous sera proposée tout à l'heure.

Digitized by Google

Le développement de notre Société continue à se poursuivre régulièrement et le nombre croissant de ses membres est le signe de sa prospérité.

Nous sommes heureux de remercier en votre nom, notre très dévoué secrétaire général M. MESNY, qui apporte à notre Société son inlassable dévouement, et qui contribue pour une part si importante à sa vitalité.

Nous remercions également notre trésorier, M. COLMANT, qui a su mener à bien les finances de notre Société.

L'approbation des comptes est alors votée à mains levées. M. le Secrétaire général lit ensuite l'allocution de M. LUMIÈRE, Président sortant, empêché d'assister à la séance.

ALLOCUTION DE M. LUMIÈRE, PRÉSIDENT SORTANT

Arrivé au terme de la mission que vous m'avez fait le grand honneur de me confier, je ne puis que vous exprimer ma confusion et mes regrets de l'avoir si mal remplie, ayant été, par suite de mon état de santé, dans l'impossibilité d'assister aux réunions si intéressantes qui ont eu lieu et au cours desquelles de remarquables travaux vous ont été exposés.

Vous allez, cette année, être fort heureusement dédommagé, puisque c'est à mon ami, M. Edouard BELIN, que je cède la présidence.

Je n'ai pas besoin de vous rappeler les nombreux travaux de mon successeur, dans l'ordre d'idées qui fait l'objet même de notre Société, et on doit le féliciter d'avoir doté notre pays d'un système de transmission télautographique qui fonctionne officiellement depuis plusieurs années. D'autre part, les laborieuses recherches qu'il a accomplies dans le domaine de la Télévision, recherches qui ont fait l'objet de communications très remarquées, nous laissent entrevoir dans un avenir prochain, la solution complète de ce problème si complexe et si difficile.

Je prie M. BELIN de prendre ma place au fauteuil, mais auparavant, je crois être votre interprète en redisant à M. le commandant MESNY et à M. COLMANT, combien nous leur sommes reconnaissants du dévouement avec lequel ils continuent à assurer la publication de l'*Onde Electrique*, et le fonctionnement matériel de notre Société à laquelle je souhaite une prospérité toujours croissante.

M. BELIN absent de Paris, avait fait parvenir à l'assemblée le télégramme suivant :

« Après avoir salué respectueusement M. LUMIÈRE, veuillez exprimer à tous mes regrets, absence obligatoire et transmettre vœux grandeur Société à prospérité de laquelle efforcerai collaborer mon mieux. »

« EDOUARD BELIN. »

La parole est ensuite donnée à M. BESSON pour sa communication sur un dispositif de télécommande par ondes électromagnétiques très courtes.

Après la communication de M. MASSON sur les derniers progrès réalisés dans la construction des cellules photo-électriques, les résultats du scrutin sont proclamés :

Sont élus :

Président :

MM. Gutton, professeur à la Faculté de Nancy. . . . 110 voix sur 110 votants.

Vice-Président :

David, ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité. . . . . 110 —

Secrétaire :

Decaux, ingénieur au Laboratoire National de Radioélectricité . . . . . 109 —

Membres du Conseil :

Besson, ingénieur des Ponts et Chaussées. . . . 110 —

Digitized by Google

Bottin, agrégé de l'Université	110 voix sur	110 votants
Brenot, directeur à la Compagnie Générale de T. S. F.	108	—
Bureau, ingénieur à l'Office National Météorologique	108	—
Deloraine, directeur des Laboratoires Standard.	108	—
Jouaust, sous-directeur du Laboratoire Central d'Electricité	110	—
Reynaud-Bonin, ingénieur en chef des P. T. T.	110	—
Taillefert, avocat à la Cour	110	—
Toulon, ingénieur-conseil	110	—
Commissaires aux comptes :		
Général Le Pelletier	110	—
Paraf, directeur des Forces Motrices de la Vienne	110	—
Waddington, ancien industriel	110	—

D'autre part, par 108 oui sur 110 votants, les modifications suivantes ont été apportées aux statuts.

Modifications aux Statuts.

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

.....

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle dont le minimum est fixé comme suit :

Membres titulaires :

Particuliers	50 francs
Sociétés ou Collectivités	200 —

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à quinze fois la cotisation annuelle.

.....

.....

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique. Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger doivent verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

L'alinéa suivant est supprimé.

Les membres titulaires qui, en plus de la publication technique gratuite, désireraient recevoir aussi la publication non technique servie aux membres associés paieront un supplément de cotisation de 15 francs, augmentés des frais postaux supplémentaires pour les membres résidant à l'étranger.

ART. 4. — .....

L'alinéa suivant est supprimé.

Les membres associés peuvent assister à l'Assemblée générale, mais n'ont pas droit de vote.

Digitized by Google

Liste des nouveaux Sociétaires.

MM.

FLEURY Jean. Représenta Radio Paris, 11, rue François Ier, à Paris.

CHEREAU Louis, Etudiant, 46, avenue de Breteuil, Paris.

LUIS CACERES FARCIA, Ingénieur des Télégraphes, 11 *bis*, rue de la Gaîté, à Paris.

CHEN HSIEN TING, Ingénieur des Télégraphes, 35, rue Edgar Quinet, à Malakoff (Seine).

CADET Paul, Etudiant, à Ailly-sur-Somme (Somme).

CONTREN Roger, Ingénieur, Hôtel Impérator, 70, rue Beaubourg, Paris, 5e

VULLIEZ, Lieutenant de vaisseau, 14, rue Moyset, à Paris.

FARFEL Victor, Elève de l'E. S. E., 29, rue de la Parcheminerie, Paris, 5e.

LEWINSKI Casimir, Ingénieur, 2, rue Bérenger, à Malakoff (Seine).

LALUNG BONNAIRE Paul-Marie-Jean, 118, rue Nollet, à Paris.

RAÏK FAÏK, Lieutenant du Génie de l'Armée turque, 202, rue d'Alésia, à Paris.

MAFFEI CARBALLO Pedro, Ingénieur, 11 *bis*, rue de la Gaîté, Paris.

GENIS, 70, rue de Montreuil, à Vincennes.

KIMURA RYUZO, Officier, 48, Ichichome Funakoshicho-Higashikn, Osaka (Japon).

WATRIN René, Ingénieur, 24, boulevard Pasteur, à Paris.

ADAM Cyrille, Architecte, 8, rue Eugène-Manuel, Paris, 16e.

LEIBOVICI Guillaume, Ingénieur E. S. E., 21, rue Albony, Paris.

TARNIER Louis, Ingénieur, Villa Lambert, rue de Neuville, à Conflans-Sainte-Honorine (S.-et-O.).

CANAL (Léon). Ingénieur des Arts et Manufactures, 34, rue Caulaincourt, Paris.

« BELGA RADIO », 77, rue Lamorinière, à Anvers (Belgique).

RIZEANO Georges, Etudiant, Ecole Supérieure d'Electricité, Malakoff.

CHUKRU Ibrahim, Ingénieur des P. T. T., 12, avenue de la Sœur-Rosalie, Paris, 13e.

BEZY Georges, 37, avenue Secrétan, Paris, 19e.

BARBULESCO, Ingénieur radioélectrique, 5, Euclid Apts, 333, Cambridge avenue, Dayton (Ohio) (Etats-Unis d'Amérique).

LOGNON Robert, Ingénieur, 50, rue Saint-Sauveur, Paris, 2e.

GUYNOT DE LA BOISSIÈRE, Avocat, à Pontivy (Morbihan).

GALLANT Charles-Louis, Ingénieur, 120, rue de Vanves, à Paris.

PELON Ernest, Ingénieur, 21, rue Levieux, à Bordeaux (Gironde).

GLIKSMAN Julien, Elève E. E. E., 2, Cité du Cardinal Lemoine, Paris.

JASKOLSKI Phadée, Ingénieur, 158, rue de Paris, Vanves.

ANCELLE, 11 *bis*, rue Dulong, Paris.

GODIER André, Professeur d'Ecole normale, rue Leverrier, Saint-Lô (Manche).

PILLET René, Transitaire, à Epouville, par Montivilliers (Seine-Inférieure).

PIERRE Pol, Ingénieur aux Laboratoires Standard, L'Hay-les-Roses.

IHSAN Fethi, Officier, 76, rue de la Voie-Verte, Paris.

KOSTOMAROFF Victor, Ingénieur, 11, rue du Montoir, Clamart.

CLAVEL Jean-René, Ingénieur, 7, rue Marcelin-Berthelot, Nanterre.

BAC Fernand-Georges, Ingénieur, 18, rue du Mont-Cenis, Paris.

NGO VAN TRAN. 16, rue Cujas, Paris.

LAUNBERG Alexandre, ingénieur, 2, rue Béranger, Malakoff.

Digitized by Google

BIBLIOGRAPHIE

Cours de T.S F — *Michel Adam* (précédé de « Notions générales d'électricité », par Georges Gueben). — 1 vol., 25 × 16 cm, 230 p. — Les Editions de « Radio-Home », Bruxelles. En vente à *Radio-Magazine*. 15 fr.; franco 17 fr.

Voilà un livre qui donne beaucoup plus que ne le promet son titre. Combien de fois est-ce le contraire que nous sommes obligés de constater en parcourant un volume fraîchement découpé!...

Le mot « cours » évoque l'image d'un exposé sec, d'assimilation plutôt pénible et généralement dénoué de tout attrait littéraire. L'ouvrage de M. Adam se lit aussi facilement qu'un roman (nous ne parlons pas ici de romans proustiens..) bien que les sujets qui y sont traités soient généralement considérés comme difficiles à vulgariser.

Tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont eu à expliquer aux profanes le fonctionnement d'appareils radio-électriques, savent combien cette tâche est difficile à exécuter. Il y faut beaucoup de méthode, d'ingéniosité, de patience et, surtout, un réel talent pédagogique. Toutes ces qualités se combinent fort heureusement dans cet excellent vulgarisateur qu'est M. Adam comme en ont d'ailleurs déjà témoigné ses ouvrages précédemment parus parmi lesquels figure une œuvre aussi capitale que l'Encyclopédie de la Radio ».

A la base de son « Cours de T.S F. », l'auteur a mis les conceptions de l'électron et celle de l'onde électro-magnétique considérée comme cas particulier de *la vibration* en général. Aussi a-t-il consacré la première partie de son ouvrage à l'étude de l'ensemble des vibrations de la matière et de l'éther et aux caractères particuliers des vibrations électriques. Plusieurs chapitres sont ainsi consacrés aux ondes électromagnétiques, et aux propriétés des circuits oscillants ouverts ou fermés. Nombre de précisions pratiques sont données sur les différents procédés d'émission et de réception. Dans la deuxième partie, qui débute par des considérations sur la constitution de la matière, est développée toute la partie « électronique » de la radio-électricité, qui comprend notamment le fonctionnement des lampes à plusieurs électrodes, les différentes méthodes modernes de réception et, enfin, les applications les plus récentes des ondes hertziennes.

Tout cela expliqué sans aucune formule, grâce à maintes analogies fécondes que l'auteur a su trouver. Tout cela écrit dans un style pur, exempt de termes impropres que l'on ne trouve que trop souvent, hélas! dans tant d'autres ouvrages dits de vulgarisation technique.

Après avoir dit tout le grand bien que nous pensons de l'ouvrage de M. Adam, marquant une date dans la vulgarisation de la T S F., qu'il nous soit permis de faire un petit reproche aux éditeurs qui ont eu la fâcheuse idée d'intercaler, entre les cahiers du livre, des feuillets d'annonces.

E. Aisberg.

Radio Data Chartz. — *R. T. Beatty.* — 1 vol., 28 × 21 cm., 82 p. — Editions du *Wireless World*, Jliffe et Sons Ltd. London. 4 sh 6d; franco 4 sh. 10 d.

Cet ouvrage contient 39 abaques qui ont été précédemment publiés dans les colonnes de notre confrère anglais *The Wireless World*.

L'auteur a voulu mettre entre les mains de l'ingénieur radio-électricien

Digitized by Google

un ensemble de graphiques qui lui permettraient de résoudre, sans formules et sans calculs, les problèmes les plus fréquents de la pratique courante auxquels il se heurte en établissant, par exemple, des projets de différents dispositifs radio-électriques, M. Beatty s'est parfaitement acquitté de cette tâche, aussi bien par le choix même des problèmes, que par la façon dont il les a résolus graphiquement.

Tous les abaques sont du type dit « en points alignés » (méthode de M. d'Ocagne) dont certains comportent des réseaux auxiliaires de repères curvilignes. Aussi, l'ingénieur qui s'en sert peut-il, en appliquant une ou deux fois, une règle à l'abaque nécessaire, éviter de longs calculs fastidieux. Il est d'ailleurs inutile de souligner tout le profit que l'on peut tirer de cette collection d'abaques à tous les points de vue remarquable.

Bien que tous les abaques aient mérité d'être cités, mentionnons comme plus particulièrement intéressants ceux qui permettent de trouver : le diamètre optimum du fil assurant à la bobine le minimum de résistance en haute fréquence; la valeur (approximative) de la résistance en haute fréquence d'un bobinage en fil de diamètre optimum ; rapport de la résistance en haute fréquence à la résistance ohmique d'un bobinage; transmission des bandes latérales dans un circuit accordé ; calcul de transformateurs d'alimentation (5 abaques); amplification d'un étage à haute fréquence couplé par transformateur ou par circuit de résonance; etc...

Chaque abaque est accompagné d'un texte explicatif très bien conçu et d'exemples numériques. La présentation de l'ouvrage fait honneur aux éditeurs.

E. A.

La Radio à la Foire de Paris.

Les rédacteurs de notre confrère *Wireless World* continuent à se montrer peu enthousiastes de la construction radio en France.

A l'occasion de la récente « Foire de Paris », le visiteur anonyme raille le goût de certains meubles, l'exagération de certains prospectus, et surtout la tendance persistante à fabriquer uniquement des superhétérodynes. Tout en reconnaissant que l'abondance des postes locaux à Paris, et le désir d'entendre les stations étrangères, justifient une sélection très poussée, il ne semble pas convaincu de la nécessité exclusive de ce choix dans toute la France.

Il note cependant « un intérêt croissant pour la réception de qualité » l'emploi des haut-parleurs à bobine mobile, et divers dispositifs ingénieux pour le réglage commode des postes récepteurs.

« Monsieur PALMER HUNT CRAIG, résidant aux Etats-Unis, titulaire du brevet « français suivant :

N° 639.801 *(Perfectionnements aux appareils destinés à modifier les caractéristiques de courants électriques en vue d'applications diverses)*

« offre de vendre ce brevet, ou d'en concéder licence.

« Adresser toutes propositions ou demandes de renseignements à JOHN BRADY, « Dr. Counsellor at Law-Ouray Building, WASHINGTON D. C. (Etats-Unis « d'Amérique du Nord).

Digitized by Google

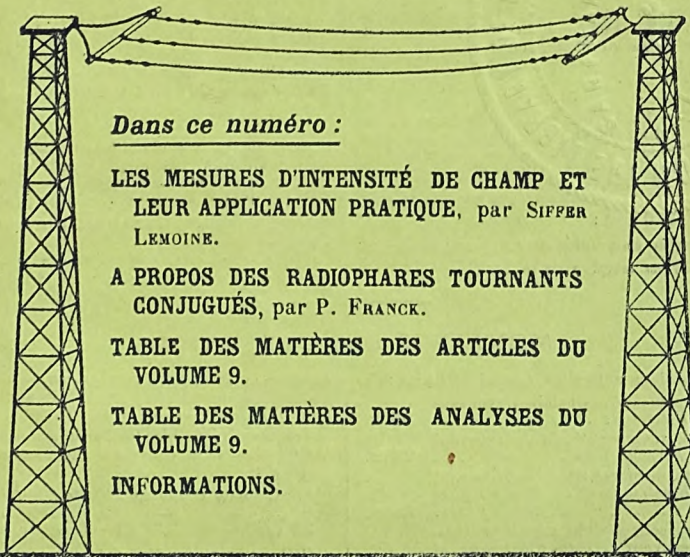
VOL. 9 — N° 108 PRIX : 5 Fr. DECEMBRE 1930

UNIV. OF MINNESOTA LIBRARY

L'ONDE ELECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

(Télégraphie, Téléphonie Télévision, etc...)



Dans ce numéro :

LES MESURES D'INTENSITÉ DE CHAMP ET LEUR APPLICATION PRATIQUE, par SIFFER LEMOINE.

A PROPOS DES RADIOPHARES TOURNANTS CONJUGUÉS, par P. FRANCK.

TABLE DES MATIÈRES DES ARTICLES DU VOLUME 9.

TABLE DES MATIÈRES DES ANALYSES DU VOLUME 9.

INFORMATIONS.

PUBLIÉ MENSUELLEMENT PAR LA SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

E. CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine - PARIS (VI^e)

Digitized by Google

La Rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la valeur des articles publiés, les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature.

L'ONDE ELECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par les Amis de la T. S. F.

ABONNEMENT D'UN AN
France. . . . 50 fr.
Étranger { tarif faible . 60 fr. / tarif fort. 70 fr.

Etienne CHIRON
ÉDITEUR
40, rue de Seine - PARIS
CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35

PRIX
DU NUMERO : 5 fr.
Tél. : LITTRÉ 47-49

SOCIETE DES AMIS DE LA T. S. F.

Adresser la correspondance administrative et technique à

M. MESNY, secrétaire général

294, avenue de Paris
Rueil-Malmaison (Seine-et-Oise)

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

4, rue Alfred, Clamart (Seine)

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 1 franc par revue à toute demande.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Amis de la T. S. F. . . . . .

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — de membres associés et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire ou membre associé de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

En principe, les membres titulaires recevront une publication périodique ayant un caractère technique et les membres associés une publication périodique ayant un caractère pratique.

Ces publications leur seront adressées gratuitement.

. . . . . .

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* . . . . . **35 fr.**

Particuliers, membres titulaires, recevant *La T.S.F. pour Tous* . . . . . **20 fr.**

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* et *La T.S.F. pour Tous*. . . . . **50 fr.**

Sociétés ou collectivités membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* et *La T.S.F. pour Tous* . . . . . **140 fr.**

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut, sur leur demande être ramenés à **21** francs ou à **36** francs suivant qu'ils reçoivent *L'Onde Electrique* seulement ou bien *L'Onde Electrique* et *La T.S.F. pour Tous*.

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux :

15 fr. s'ils reçoivent *L'Onde Electrique*.
18 fr. — — *La T.S.F. pour Tous*.
33 fr. — — *les deux revues*.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

Digitized by Google

QUARTZ ET SILICE

Société Anonyme au Capital de 5.000 000 de frs.

—— Spécialistes de l'isolement Haute fréquence ——

Le Quartz

Haute tension

Haute fréquence

Haute température

— Pertes comparées — d'énergie dans quelques — dielectriques usuels —

Silice transparente...	1
Silice opaque	2,5
Mycalex	7
Porcelaine	25
Verres	11 à 25
Ébonite	18 à 25
Bakélite	100

Le Mycalex

Qualités du mica

Solidité du Métal

Usinable et Moulable

Bureaux : 8 Rue d'Anjou — **PARIS 8e** — Téléphone : Anjou 10-99 Inter-Anjou 214

NOUS RACHETONS 5 FR. L'EXEMPLAIRE

les numéros suivants de ***L'Onde Electrique***

N° 62 -- Février 1927

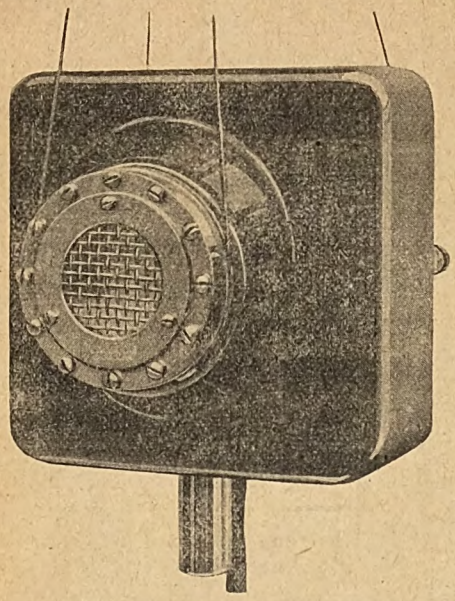
N° 67 -- Juillet 1927

Ces numéros ayant été envoyés deux fois, par erreur, nous font défaut et nous serions reconnaissants à nos abonnés de nous aider à les recouvrer.

Chaque numéro qui nous sera retourné donnera droit à un bon d'achat **d'une valeur de 5 francs** *de volumes choisis dans le Catalogue de la*

LIBRAIRIE ÉTIENNE CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS

MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE



Système

" JENKINS & ADAIR "

pour

radiodiffusion de " Haute Qualité "

et enregistrements sonores

pour films parlants

▽

Établiss[ts] G. I. KRAEMER

16, rue de Chateaudun

— ASNIÈRES —

(SEINE)

Téléphone : WAGRAM 86-72
GRÉSILLONS 12-48
— 12-49

Téléphone : SÉGUR 73-44

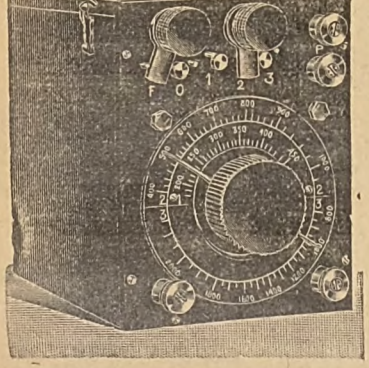
PER

R. C. Seine 22-262

LA PRÉCISION ÉLECTRIQUE

10, rue Crocé-Spinelli, PARIS (XIV[e])

Fournisseur des Gouvernements Français et Etrangers



ONDEMÈTRES pour toutes LONGUEURS D'ONDES ET POUR TOUTES APPLICATIONS :

Nombreux modèles avec Méthode de Zéro système ARMAGNAT

Selfs Inductances Interchangeables

Combinateur et Selfs Intérieures

Ondemètres à faible gamme de longueur d'onde

CONDENSATEURS DE MESURE :

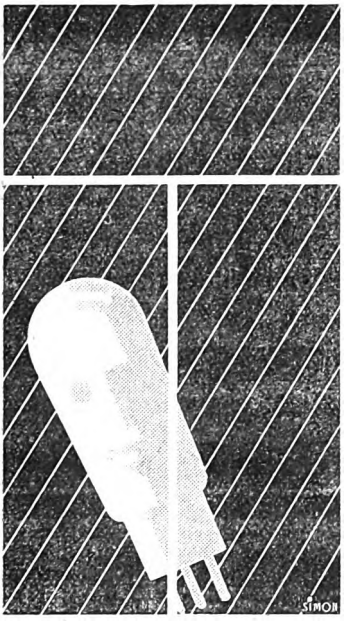
Condensateurs Variables à Air pour Réception

Condensateurs Variables à Air pour Haute Tension

PIÈCES DÉTACHÉES

Digitized by Google

VOICI L'HIVER



... et ses longues veillées. Pour passer de bonnes soirées et obtenir des auditions très pures, équipez votre récepteur avec des lampes

METAL MAZDA RADIO

Notre service de renseignements techniques est à votre disposition pour vous donner tous les renseignements dont vous pourriez avoir besoin sur le choix ou le fonctionnement de vos lampes de

T.S.F

8R - 38

Vient de paraître :

LES SOLUTIONS MODERNES DU PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES DE T.S.F.

par

P. HÉMARDINQUER

PRIX : 15 Francs

Étienne CHIRON, Éditeur
40, rue de Seine, PARIS

VIENT DE PARAITRE

P. LUGNY

LES ONDEMÈTRES

CONSTRUCTION
ÉTALONNAGE
— EMPLOI —

Le livre le plus complet de tous ceux qui traitent de la question, contient une étude détaillée de toutes les méthodes de mesure.

Prix : 6 fr. ; franco 7 fr.

Etienne CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, Paris

Digitized by Google

Société des Amis de la T. S. F.

RENOUVELLEMENT DES COTISATIONS POUR 1931

Dans le but de faciliter les opérations de recouvrement des cotisations et de **supprimer les frais considérables d'encaissement** par la poste, les membres de la Société **sont instamment priés** de vouloir bien adresser leur cotisation pour 1931 (autant que possible par chèque postal pour la France), à

M. COLMANT, trésorier des Amis de la T. S. F.

4, rue Alfred, CLAMART (Seine)

Compte de chèques postaux nº 697.38

Prière d'indiquer en même temps son numéro d'inscription qui se trouve sur la carte de sociétaire et sur l'adresse d'envoi de *L'Onde Electrique*.

Nous rappelons (1) que les cotisations sont de :

50 francs pour les particuliers membres titulaires recevant *L'Onde Electrique*.

200 francs pour les collectivités membres titulaires.

La cotisation des membres titulaires qui âgés de moins de 21 ans, sont en cours d'études ou de préparation professionnelle, est réduite à **30 francs**.

Les contributions supplémentaires pour frais postaux des **membres résidant à l'étranger**, est de **7 fr. 50** pour les pays ayant accepté la convention postale de Stockholm, et de **15 francs** pour les autres.

---

(1) La catégorie des Membres qui recevaient *La T.S.F. pour tous* ayant été supprimée par décision de l'Assemblée générale en date du 30 avril 1930 (voir *L'Onde Electrique* de juin 1930), les personnes que cette publication intéresse sont priés de s'adresser directement à l'Editeur, M. Etienne CHIRON, 40, rue de Seine, Paris (6e).

Digitized by Google

ANNÉE 1930

VIENT DE PARAITRE

5e ÉDITION

RADIO-ANNUAIRE

ANNUAIRE INTERNATIONAL

DE LA

TÉLÉVISION

T. S. F.

RADIO-MUSIQUE

(Publié sous le Patronage de la Société des Amis de la T. S. F.)

Soucieux de donner à ceux que toutes les applications de la Téléphonie sans fil intéressent, un organe qui réponde à tous les besoins, nous avons réuni dans ce nouvel ouvrage toutes les données utiles, tant au point de vue technique qu'au point de vue commercial.

Notre annuaire continue à être une source aussi complète que possible de renseignements, autant pour l'Ingénieur qui calcule et le constructeur qui établit, que pour l'usager qui l'utilise et le commerçant qui cherche à connaître tous les débouchés pour ses constructions

Liste des Postes Émetteurs Européens avec longueurs d'ondes et manière de les identifier

La liste des marques déposées, des Membres du R E.F., des renseignements sur la taxe de luxe, déclaration de postes récepteurs, etc.

La classification, par rubriques, des constructeurs d'appareils et accessoires de T.S.F., des fournisseurs et la liste des revendeurs classés par départements.

CONSTRUCTEURS,

demandez notre Tarif de Publicité, nos annonces touchent tous les REVENDEURS. :::: :::: ::::

REVENDEURS,

en possédant notre annuaire, vous pouvez, par ses renseignements, satisfaire à toutes les demandes de votre clientèle.

Prix : 30 Frs

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE

FICHES TECHNIQUES DE T. S. F.

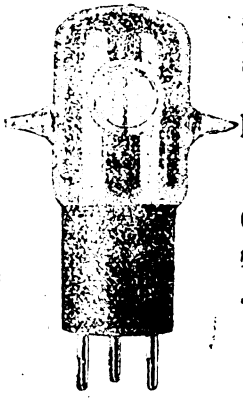
MEMENTO ALPHABÉTIQUE
DE CONSTRUCTION ET DE CALCUL
DES APPAREILS DE T. S. F.

PRIX : 10 fr. **FRANCO : 10 fr. 50**

Etienne CHIRON, *Editeur,* **40, rue de Seine**
PARIS

Cellules photoélectriques
FOTOS
(brevets français)

Leurs qualités :
Longue durée
Sensibilité
Stabilité



Leurs applications :
Films parlants
Colorimétrie
Télévision
etc...

Renseignements gratuits

SOCIÉTÉ DES LAMPES «FOTOS»
10, Rue d'Uzès, 10 — **PARIS**

VIENT DE PARAITRE

R. RAVEN-HART

LES RÉCEPTIONS PURES EN T. S. F.

LA GAMME DES FREQUENCES AUDIBLES
LES DÉFAUTS COMMUNS - COMMENT
LES CONNAITRE. COMMENT LES ÉLIMINER — LA THÉORIE DE L'AMPLIFICATION SANS DISTORSION
— CONSIDÉRATIONS PRATIQUES —

PRIX : 6 fr. **FRANCO : 6 fr. 50**

Etienne CHIRON, *Editeur,* **40, Rue de Seine**
PARIS

DIÉLECTRIQUES ET ISOLANTS

PAR

J.-B. WHITEHEAD

Doyen de l'Ecole des Ingénieurs
Professeur d'Electricité appliquée à l'Université John Hopkins
Professeur américain d'échange
auprès des universités françaises 19 6-27
Fellow American Inst tute of Electrical Engineers

Un volume de 180 pages contenant 61 figures, tableaux et graphiques

Prix : **30** francs - Franco : **32,50**

Etienne CHIRON. Editeur,
40, rue de Seine, PARIS

Digitized by Google

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LES POSTES DE T.S.F.

ALIMENTÉS PAR LE SECTEUR

THÉORIE ET RÉALISATIONS

La technique du Poste-Secteur

Adaptation des anciens montages à l'alimentation par le Secteur

L'Ampli-Secteur Rag pour pick-up

Le Poste-Secteur de Madame

Le Tétradyne-Secteur

Le Réseaudyne

Le Tableau de tension de plaque T.P. 59

100 Pages — 41 Schémas et Photos

PRIX : 7 fr. 50 -- Franco : 8 fr.

VIENT DE PARAITRE :

E. AISBERG

LA TRANSMISSION DES IMAGES

Principes fondamentaux de la Phototélégraphie et de la Télévision

Préface de M. Édouard BELIN

EXTRAIT -- de la -- PRÉFACE

.. Il n'y a pas d'impossible absolu, il n'y a qu'un impossible relatif qui mesure notre ignorance momentanée.

Le problème de la transmission des images est aujourd'hui très vaste; il importait d'observer une classification précise et de bien définir les propriétés fondamentales auxquelles font appel les diverses solutions. C'est ce qu'a fort bien compris M. Aisberg qui conduit ainsi son lecteur, des principes généraux à l'exploitation pratique sans laisser dans l'ombre aucun point difficile. Et ce même lecteur arrive ainsi sans effort à posséder, après des notions générales sur la technique, une connaissance complète de la téléphotographie, de ses diverses méthodes et de la synchronisation...

1 vol. de 176 pages -- 82 illustrations

PRIX : 10 francs -- Franco : 10 fr. 50

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, Paris (6e)

Compte Chèques postaux : Paris 53-35

Digitized by Google

La T. S. F.

en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National
des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ
DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY, JOUAUST & CLAVIER

Ce cours complet comprend 5 volumes :

I. — ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A LA T. S. F., par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . 9 »

II. — PRINCIPAUX GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE ET APPLICATIONS GÉNÉRALES, par le Cᵗ METZ. Prix . . . . . 9 »

III. — MESURES, RADIOGONOMÉTRIE. PROPAGATION DES ONDES, par M. MESNY 7 20

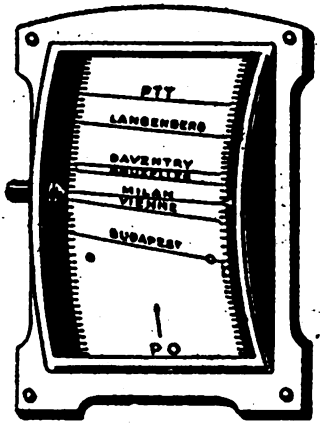
IV. — LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie et applications, par M. JOUAUST. . . . 7 20

V. — RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES, par M. CLAVIER. . . . . 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter 0.75 *par volume.*

Etienne CHIRON, Editeur
40, rue de Seine
PARIS

Digitized by Google



Lire.... c'est entendre

Avec le nouveau récepteur de T. S. F. à lecture directe, construit par la Société des Etablissements DUCRETET, il suffit, pour entendre le poste désiré, de faire apparaître son nom en face d'un index en tournant un seul bouton. Rien n'est plus simple.

Comme tous les appareils de la Société des Etablissements DUCRETET, ce récepteur peut fonctionner sur le courant du secteur, avec le dispositif spécial supprimant piles et accus. Demandez la notice O E qui vous donnera tous les renseignements désirables.

T. S. F.
PHONOS

SOCIÉTÉ DES ÉTABLISSEMENTS

DUCRETET

"LA VOIX DU MONDE"

89, BOULEVARD HAUSSMANN - PARIS

L'éditeur-gérant : ÉTIENNE CHIRON

Digitized by Google

UNIV. OF MINNESOTA LIBRARY

l'Orchestra-Secteur

AUTOMATIQUE

Poussez l'index... Ecoutez!

Se branche directement sur le secteur

Portée 7000 Km

VITUS

90, Rue Damrémont - Paris. XVIII^e

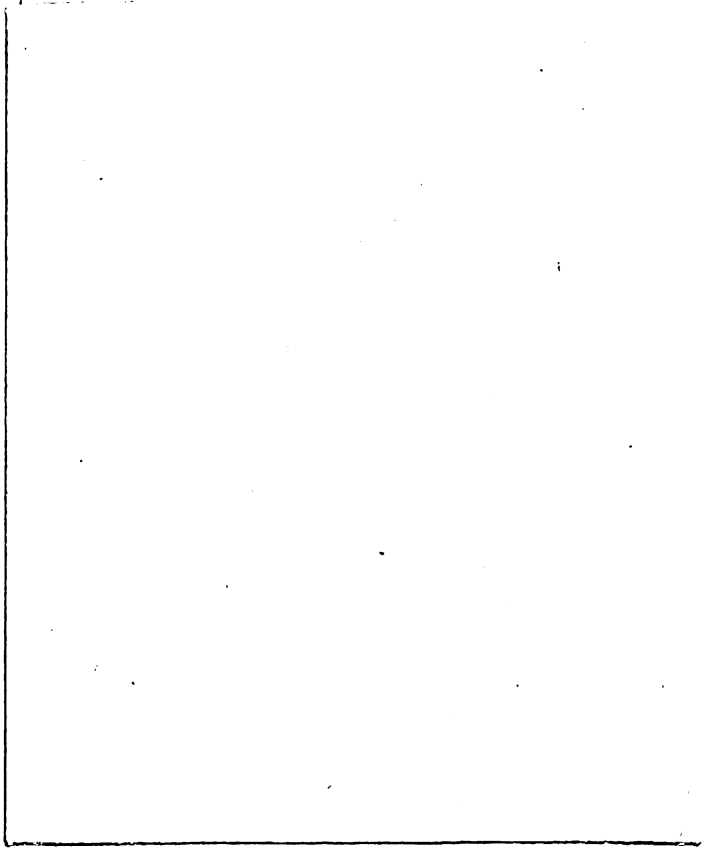
Demandez notice spéciale

Digitized by Google

BAR-LE-DUC. — IMPRIMERIE COMTE-JACQUET.

Digitized by Google

Digitized by Google



Digitized by Google

UNIVERSITY OF MINNESOTA
3 1951 D00 028 240 J

Minnesota Library Access Center
9 ZA R06 D35 S14 TD 3

Digitized by Google